ETZ ELEKTROTECHNISCHE ZEITSCHRIFT
Ausgabe A
Zentralblatt für Elektrotechnik
ORGAN DES VERBANDES DEUTSCHER ELEKTROTECHNIKER (VDE)
82. Jahrgang 22. Mai 1961 Heft 11

Glimmentladungen und Lebensdauer von Starkstromkondensatoren

Von **Wolfgang Held** und **Rolf-Claus Kunze**, Berlin*)

DK 621.319.4.015.532„401.76"

Einleitung

Seit mehreren Jahren werden im Rahmen des Technischen Komitees IEC/TC 33 und vor allem des CIGRÉ-Kommittees „Kondensatoren" Glimmerscheinungen in Starkstromkondensatoren eingehend studiert. Viele Kondensatorhersteller und auch einige Abnehmer haben inzwischen eigene Geräte zur Messung der Entladungserscheinungen entwickelt und Erfahrungen gesammelt, über die eine Reihe von Veröffentlichungen erschienen ist [1 bis 7].

Danach haben sich derartige Geräte besonders bei der Neuentwicklung von Kondensatoren gut bewährt. Es bestehen Bestrebungen, ein Einheitsgerät zu entwickeln und Glimm-Messungen zunächst in den IEC-Empfehlungen, also im internationalen Rahmen, als Typenprüfung einzuführen. Dazu wird im folgenden kritisch Stellung genommen und auf den Mechanismus der Glimmentladungen, auf ihre Wirkungen im Kondensatordielektrikum und die sinnvolle Anwendung solcher Messungen im Laboratorium und Prüffeld näher eingegangen.

Glimmentladungen und ihre Auswirkungen

Unter Glimmentladung im Kondensatordielektrikum wird eine selbständige Entladung verstanden, die vornehmlich in winzigen Gaseinschlüssen am Folienrand auftritt. Solche feinen Gasbläschen sind entweder von vornherein vorhanden oder sie bilden sich möglicherweise auch erst dadurch aus, daß in unmittelbarer Nähe des Folienrandes wegen der Inhomogenität des Feldes hohe Feldstärken auftreten, die zu feinen Teildurchschlägen in der Tränkflüssigkeit führen, diese zersetzen und dabei Gas bilden.

Die Glimmentladung setzt bei einer ganz bestimmten, gemäß dem Paschenschen Gesetz von Gasdruck p und Dicke d des Gaseinschlusses abhängigen Spannung ein. Die zum Anstoßen der Stoßionisation mit lawinenartiger Vermehrung der Ladungsträger erforderliche „Zündspannung" ist stets größer als 300 V. Erst nach Überschreiten der Zündspannung nimmt jedes freie Elektron zwischen zwei Stößen im Mittel genügend Energie auf, um beim Zusammenstoß mit neutralen Molekülen diese zu ionisieren. Die Ionisierungsenergie beträgt bei molekularem Sauerstoff, Stickstoff und Wasserstoff etwa 13 bis 16 eV und ist 3- bis 5-mal so groß wie die Energie, die erforderlich ist, um Wasserstoff und Chlor in atomarer Form vom Clophenmolekül oder Wasserstoff vom Ölmolekül abzuspalten.

Beim Kondensator, der mit Clophen getränkt ist, bilden sich aus Wasserstoff und Chlor HCl-Moleküle, die Kondensationsreaktionen mit der Zellulose eingehen. Da HCl stark katalytisch wirkt, setzt sich dieser Vorgang der Dehydratisierung und damit die Verkokung der Papierfaser im Laufe längerer Zeit immer weiter fort. Dabei ist aber zu beachten, daß die im Papier vorhandenen Aschebestandteile und sogar auch die Aluminiumfolie imstande sind, eine gewisse Anzahl von HCl-Molekülen zu binden. Es müssen also genügend viele HCl-Moleküle durch Glimmen gebildet werden, um die Zellulose langsam zu zerstören.

Bei intensiven Glimmentladungen können sich auf den über die Folie hinausragenden Papierbahnen leitfähige Brücken aus zersetztem Clophen und abgebauter Zellulose ausbilden, die unter Umständen zum Überschlag führen[1]).

Bei längerer Einwirkung der durch Glimmen gebildeten HCl-Moleküle können diese durch alle Papierlagen hindurchdiffundieren und das Papier so weit schädigen, daß zunächst eine Erhöhung des Verlustfaktors eintritt und dann am Folienrand ein elektrischer Durchschlag stattfindet. Nennenswerte Gasbildung durch Glimmen, die eine Aufbauchung des Gehäuses zur Folge hat, wurde bei Clophenkondensatoren noch nicht beobachtet.

Bei Kondensatoren, die mit Öl getränkt sind, bleiben nach Abspaltung von atomarem Wasserstoff negativ geladene Ionen oder Radikale des Öls zurück, die zur Bildung vernetzter Strukturen (X-Wachs) und zur Erhöhung des Verlustfaktors führen. Die H-Atome rekombinieren zu H_2-Gas. Dadurch sinkt die Zündspannung noch weiter, und die Glimmintensität steigt an. Es bildet sich immer mehr H_2-Gas, das schließlich zum Aufbauchen des Gehäuses führt. Dabei sinkt der Tränkmittelspiegel ab, der obere Teil des Wickelpaketes liegt nicht mehr im Tränkmittel, sondern im gasgefüllten Raum, und Wärmedurchschläge sind die Folge.

Auf diese Weise traten Defekte an Ölkondensatoren tatsächlich auf. Glimmschäden an Clophenkondensatoren konnten dagegen bisher nur im Laboratorium bei Dauerversuchen mit hoher Überspannung, nicht aber im Betrieb beobachtet werden. Schäden an Clophenkondensatoren treten im Betrieb vielmehr fast immer unvermittelt irgendwo im Dielektrikum auf. Über diese rein elektrischen Durchschläge an Schwachstellen wird im nachfolgenden Abschnitt berichtet.

Bemessung von Starkstromkondensatoren unter Berücksichtigung der Glimmerscheinungen

Nach dem vorhergehenden Abschnitt sind Glimmentladungen bei normaler Betriebsspannung im Dauerbetrieb unzulässig, da sie mit Sicherheit zum Defekt führen. Für den Kondensatorhersteller erhebt sich nun die Frage, in welchem Maße er das Dielektrikum für die verschiedenen Anwendungsfälle — Parallelkondensator mit oder ohne häufige Schaltüberspannungen, Reihenkondensator, Impulskondensator — glimmsicher auslegen soll.

Als selbstverständlich wird dabei vorausgesetzt, daß die Fertigung, insbesondere Evakuierung und Tränkung, und das Material einwandfrei sind. Die Höhe der Glimmeinsatzfeldstärke hängt dann nur noch von der Art des Tränk-

*) Dr.-Ing. *W. Held* und *R.-C. Kunze* sind Mitarbeiter der Siemens-Schuckertwerke AG in Berlin-Siemensstadt.

1) Vgl. Diskussionsbeitrag zu [7], S. 11.

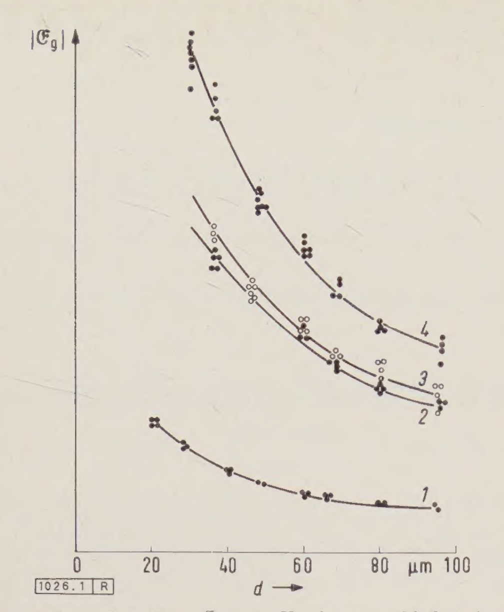


Bild 1. Glimmeinsatzfeldstärke $\mathfrak{E}_g$ von Kondensatorwickeln mit verschiedenen Tränkmitteln, abhängig von der Gesamtdicke d des Dielektrikums bei einer Umgebungstemperatur $\vartheta = 23$ °C. Jeder Meßpunkt ist einem Wickel zugeordnet.

1 ungetränkt
2 mit Clophen A 50 getränkt
3 mit Mineralöl getränkt
4 mit Clophen A 30 getränkt

mittels und vor allem von der Gesamtdicke des Dielektrikums ab, wie Bild 1 zeigt. In vielen Fällen ist zusätzlich noch die Temperaturabhängigkeit des Glimmens, Bild 2, und die Abhängigkeit vom Innendruck p des Kondensators, Bild 3, zu beachten.

Nach Bild 1 ist die Glimmeinsatzfeldstärke $\mathfrak{E}_g$ in starkem Maße von der Dicke des Dielektrikums abhängig; je dicker das Dielektrikum, um so niedriger die Glimmeinsatzfeldstärke, um so geringer also die Sicherheit gegen Glimmentladungen, bezogen auf die normale Betriebsfeldstärke. Würde also der Kondensatorhersteller ausschließlich den Gesichtspunkt großer Glimmsicherheit vertreten, so würde er ein extrem dünnes Dielektrikum in Verbindung mit Clophen A 30 wählen. Im Gegensatz zur Glimmeinsatzfeldstärke wird aber bei immer dünner werdendem Papier die Sicherheit gegen den rein elektrischen Durchschlag um so geringer, je dünner das Dielektrikum gemacht wird. Da beide Forderungen — große Sicherheit gegen Glimmen und hohe elektrische Durchschlagspannung — gegeneinanderlaufen, muß bei der Wahl des günstigsten Dielektrikums ein Kompromiß geschlossen werden. Das gilt besonders für den normalen Mittelspannungskondensator, bei dem die Wickel nicht wie beim Niederspannungskondensator einzeln abgesichert werden können.

Zur Bestimmung der optimalen Dielektrikumsdicke, bei der die jeweiligen Betriebsbedingungen, wie Höhe, Zahl und Dauer der einzelnen Überlastungen, berücksichtigt werden müssen, ist neben der Kenntnis der in Bild 1 bis 3 gezeigten Kurven eine umfangreiche Erprobung der Wickel im Dauerversuch unter verschärften Bedingungen erforderlich. Kurzzeitiges mehr oder weniger häufiges Glimmen ist in vielen Fällen unvermeidlich, wenn nicht die Durchschlagsicherheit unzulässig herabgesetzt oder eine unwirtschaftlich niedrige Betriebsfeldstärke angewendet werden soll. Durch die Dauerversuche ist vor allem zu entscheiden, ob einmal die Durchschlagsfestigkeit auch im Dauerbetrieb genügend hoch ist, und zum anderen, in welchem Maße Glimmentladungen auftreten dürfen, ohne die Lebensdauer des Kondensators zu beeinträchtigen.

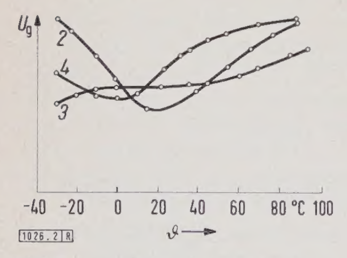


Bild 2. Glimmeinsatzspannung U_g, abhängig von der Temperatur ϑ bei konstantem Druck p.

2 mit Clophen A 50 getränkt
3 mit Mineralöl getränkt
4 mit Clophen A 30 getränkt

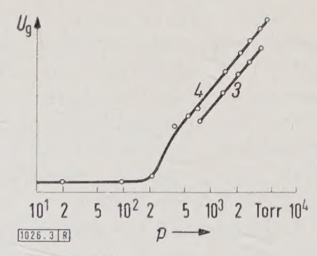


Bild 3. Glimmeinsatzspanung U_g, abhängig vom Innendruck p für eine Umgebungstemperatur $\vartheta = 23$ °C.

3 mit Mineralöl getränkt
4 mit Clophen A 30 getränkt

Bild 4 zeigt als Beispiel das Ergebnis eines Dauerversuchs mit 22 Wickeln mit dickem Dielektrikum, getränkt mit Clophen A 50 (vgl. auch [7]). Die Wickel wurden verschieden lange mit Spannungen vom 2- bis 6-fachen der Nennspannung U_N, also weit über die oszillographisch gemessene Glimmeinsatzspannung von 1,7 U_N hinaus überlastet und anschließend zum Teil — mit „3" gekennzeichnete Punkte — einige hundert Stunden mit 1,2-facher Nennspannung betrieben. Alle Wickel wurden nach den Überlastungen abgewickelt. Elektrische Durchschläge waren bei keinem der untersuchten Wickel aufgetreten. Die senkrechten Striche an den Meßpunkten geben qualitativ an, in welchem Maße Schwärzungen an den Folienrändern — als sichtbare Spuren der Clophenzersetzung und der Einwirkung von HCl auf das Papier — aufgetreten sind. Man erkennt, daß unterhalb der Spannung 2,5 U_N, also beim 1,5-fachen der Glimmeinsatzspannung, überhaupt keine Schwärzungen feststellbar waren.

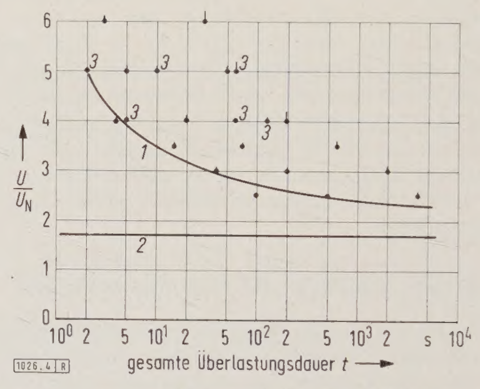


Bild 4. Schwärzungen am Isolierrand bei überlasteten Kondensatorwickeln, getränkt mit Clophen A 50, abhängig von der Überlastungsdauer t. Höhe der Striche gibt qualitativ die Intensität der Schwärzung am Isolierrand an.

1 Grenzkurve
2 Glimmeinsatzspannung (oszillographisch gemessen)
3 überlastete Wickel bei 300 bis 500 Stunden im Dauerbetrieb bei einer Spannung von 1,14 bis 1,20 U_N.

Oberhalb der Spannung 2,5 U_N sind die Schwärzungen um so kräftiger, je länger die Glimmentladungen dauerten und je größer ihre Intensität war.

Bild 5 gibt für eine große Anzahl von Wickeln mit verschieden dicken Dielektriken und Tränkmitteln die Durchschlagspannung in Abhängigkeit von der Belastungsdauer zwischen 1 s und mehreren Monaten an. Außerdem ist die oszillographisch ermittelte Glimmeinsatzspannung für eine bestimmte Wickelart — durch offene Kreise gekennzeichnet, Dielektrikum mittlerer Dicke, Clophen A 30 — eingetragen. Man erkennt, daß nach langen Zeiten, wie sie für den Betrieb besonders interessant sind, Durchschläge bei dieser Wickelart auch unterhalb der Glimmeinsatzspannung eintreten. Die anderen untersuchten Wickel (Punkte) hatten wegen ihres dickeren Dielektrikums größtenteils niedrigere Glimmeinsatzspannungen, jedoch traten nach langen Belastungszeiten die Durchschläge auch hier unterhalb der Glimmeinsatzspannung ein. Daraus folgt, daß der normale elektrische Durchschlag eines Kondensators auch bei hohen Überlastungen im allgemeinen nicht durch Glimmentladungen verursacht wird. In Übereinstimmung damit findet man auch, daß die elektrischen Durchschläge, die ganz plötzlich

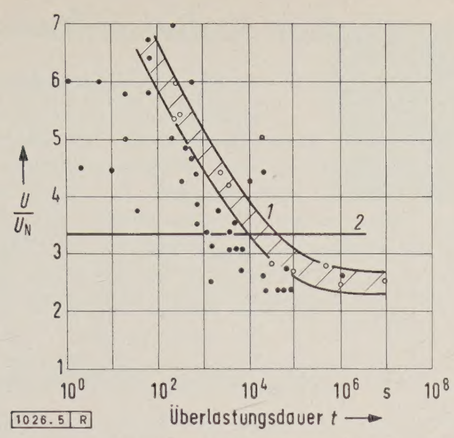


Bild 5. Durchschlag- und Glimmeinsatzspannung für mit Clophen A 30 und A 50 getränkte Wickel, abhängig von der Überlastungsdauer t für eine bestimmte Dielektrikumsdicke d.

1 Durchschlagsbereich für getränkte Wickel
2 Glimmeinsatzspannung für mittlere Dielektrikumsdicke d
● dickes Dielektrikum
○ mittleres Dielektrikum, mit Clophen A 30 getränkt

stattfinden, meist nicht am Folienrand, wo die nachweisbaren Glimmerscheinungen auftreten, sondern irgendwo im nahezu homogen beanspruchten Teil des Dielektrikums liegen. Der Mechanismus dieser Durchschläge ist heute noch nicht eindeutig geklärt. Auf jeden Fall finden sie an Schwachstellen, etwa an eingeschlossenen Leitteilchen, besonders dort statt, wo zufällig zwei solche Teilchen in zwei Lagen übereinander liegen.

Zweckmäßiger Einsatz von Glimm-Meßgeräten

Das Betriebsverhalten eines Kondensators hängt von der rechnerischen und konstruktiven Bemessung, von der Qualität der verwendeten Werkstoffe und der Güte der Fertigung ab. Der Abnehmer strebt verständlicherweise danach, Kondensatoren möglichst großer Betriebssicherheit und Lebenserwartung zu erhalten und diese Eigenschaften soweit wie möglich durch Messungen zu kontrollieren. Inwieweit ist nun in diesem Zusammenhang der Einsatz von Glimm-Meßgeräten von Nutzen?

Bei der Neuentwicklung von Kondensatoren haben Glimm-Messungen heute bereits eine beachtliche Bedeutung. Sie werden mit empfindlichen Meßgeräten in Verbindung mit umfangreichen Dauerversuchen im Laboratorium des Kondensatorherstellers durchgeführt. Durch diese Messungen ist sicherzustellen, daß die Einsatzspannung der ersten feinen Entladungen mit Sicherheit oberhalb der höchsten im Betrieb dauernd zulässigen Spannung liegt. Die Einhaltung dieser Forderung liegt nicht nur im Interesse des Anwenders, sondern im eigenen Interesse des Herstellers und ist heute eine Selbstverständlichkeit.

Der Einsatz von Glimm-Meßgeräten im Prüffeld des Kondensatorherstellers hat eine gewisse Bedeutung zur Feststellung von Fertigungsfehlern, nämlich bei der Evakuierung und Tränkung. Derartige Fehler machen sich aber bei der Glimm-Messung an ganzen Kondensatoren nur dann bemerkbar, wenn sie sehr grob sind, was heute bei Herstellern mit Erfahrung nicht mehr vorkommt. Feinere Fehler sind nicht ohne weiteres zu erfassen, da dann das glimmende Volumen im Verhältnis zum Gesamtvolumen des aktiven Dielektrikums verschwindend klein ist und die Empfindlichkeit aller bisher gebauten Glimm-Meßgeräte nicht ausreicht, um wirklich die Einsatzspannung der ersten selbständigen Entladungen zu erfassen [6 und 7].

Aus den gleichen Gründen stößt eine Kontrolle der korrekten Bemessung des Dielektrikums durch Glimm-Messungen im Prüffeld an ganzen Kondensatoren mit Leistungen von 20 kVA und mehr auf Schwierigkeiten. Im Rahmen der üblichen Prüffeldmessungen an normalen Leistungskondensatoren sind Glimm-Messungen aus diesem Grunde nicht geeignet.

In Sonderfällen — bei kleinen Kapazitäten und nicht zu hohen Spannungen — wird der Kondensatorhersteller Glimm-Messungen zur Fertigungskontrolle mit heranziehen. In jedem Falle erfordert die Durchführung und Auswertung solcher Messungen erhebliche Erfahrung. Zur Kontrolle der Werkstoffgüte wird eine ganze Reihe bekannter Prüfverfahren angewendet, die den Einsatz einwandfreien Werkstoffs gewährleisten. Glimm-Messungen an Werkstoffproben wie an ganzen Kondensatoren haben in diesem Zusammenhang keinen Zweck.

Vorstehende Betrachtungen zeigen, daß empfindliche Geräte zur Glimm-Messung heute zu einem unentbehrlichen Hilfsmittel im Laboratorium des Kondensatorherstellers geworden sind, das vor allem bei Neuentwicklungen, in Sonderfällen auch zur Herstellungskontrolle angewendet wird. Sie zeigen aber auch, daß der Einsatz dieser Geräte im Prüffeld für Typen- oder Stichprobenprüfungen zumindest noch verfrüht ist. Glimmentladungen müssen im Dauerbetrieb mit der höchsten zulässigen Spannung mit Sicherheit vermieden werden. Bei Überlastungen dagegen sind kurzzeitige Glimmentladungen unvermeidlich. Sie können zugelassen werden, wenn durch Dauerversuche nach vorausgegangenen Überlastungen erwiesen ist, daß die Betriebssicherheit des Dielektrikums durch die Überlastungen nicht leidet. Die Lebensdauer von Kondensatoren kann immer nur im statistischen Mittel mit Hilfe einer ganzen Anzahl von Kriterien angegeben werden. Für einen Einzelkondensator ist die Voraussage der Lebenserwartung auf Grund einzelner Messungen, etwa der Glimmeinsatzspannung, nicht möglich.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Bericht wird kritisch zu der Frage Stellung genommen, in welchem Maße Glimm-Messungen mit empfindlichen Geräten bei der Entwicklung und bei der Prüfung von Starkstromkondensatoren zweckmäßig eingesetzt werden können.

Es wird zunächst auf den Mechanismus der Glimmentladungen und ihre Auswirkungen auf das Kondensatordielektrikum eingegangen. Jeder Kondensator sollte ein möglichst dünnes Dielektrikum haben, damit im Dauerbetrieb keinesfalls Glimmentladungen auftreten können, die zur Zerstörung des Dielektrikums führen. Anderseits muß das Dielektrikum genügend durchschlagsicher, d. h. genügend dick gemacht werden. Die Forderungen nach großer Glimm- und Durchschlagsicherheit stehen sich also entgegen. Daher muß von Fall zu Fall die günstigste Bemessung des Dielektrikums bestimmt werden. Dabei lassen sich kurzzeitige Glimmentladungen bei Überlastungen, wie sie z. B. bei Reihenkondensatoren auftreten, nicht immer vermeiden. Mit Hilfe von Dauerversuchen muß geklärt werden, ob Überlastungen die Betriebstüchtigkeit des Kondensators nicht beeinträchtigen.

Es zeigt sich, daß Glimm-Meßgeräte im Laboratorium des modernen Kondensatorherstellers heute unentbehrlich sind, daß aber Glimm-Messungen auch nicht überbewertet werden sollen. Für Prüffeld-Messungen sind die heutigen Geräte noch nicht geeignet.

Schrifttum

[1] *Schühlein, E.:* Glimm-Messungen am Hochspannungs-Dielektrikum. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 777–783.
[2] *Neumann, H.,* u. *Smolka, J.:* Der Einfluß der Glimmfestigkeit auf die Bemessung des Kondensatordielektrikums. Elektrie Bd. 13 (1959) S. 212–218.
[3] *Zanobetti, M. M. D.,* u. *Coursey, Ph. R.,* u. *Garton, C. Co.,* u. *Dejou, A.,* u. *Gaussens, P.,* u. *Soulages, Co.:* Ionisation in industrial capacitors. CIGRE-Ber. 1958, Nr. 141.
[4] *Veverka, A.,* u. *Chladek, J.:* Eine neue Anordnung zur Messung der Leistung bei Ionisationsvorgängen. Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 49 (1958) S. 45–50.
[5] *Papen, H.:* Zur Bestimmung der Glimmanfangsspannung. AEG-Mitt. Bd. 43 (1953) S. 305–308.
[6] *Hopkins, R. J.,* u. *Walters, T, R.,* u. *Scoville, M. E.:* Development of corona measurements and their relation to the dielectric strength of capacitors. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. Bd. 70 (1951) S. 1643–1651. (AIEE-Paper 51–306).
[7] *Held, W.,* u. *Kunze, R.-C.:* Glimmentladungen im Kondensatordielektrikum. VDE-Fachber. Bd. 20 (1958) S. 28–37.

Löschung von Lichtbögen in engen Spalten zwischen Isolierstoffwänden

Von **Johann Neumann**, Bad Zwischenahn i. Oldb.*)

DK 316.54.027.3 : 621.3.064.4

In neuerer Zeit sind Löschsysteme für Hochspannungsschalter bekannt geworden, bei denen der Ausschaltlichtbogen durch magnetische Blasung in engen Spalten zwischen Isolierstoffwänden sehr schnell verlängert und gelöscht wird [1 bis 5]. Besondere Vorteile haben dabei Löschsysteme, die ohne zusätzliche Blasmagnete auskommen. Die vorliegende Arbeit[1]) befaßt sich mit der schnellen Verlängerung des Lichtbogens in engen Spalten, die Voraussetzung für das Löschen des Lichtbogens in derartigen Löschsystemen ist.

Grundsätzliches

Für die Konstruktion von Hochspannungsschaltern mit magnetischer Blasung ist die Kenntnis des zeitlichen Verlaufes der Wiederverfestigung einer Lichtbogenstrecke in einem engen Spalt zwischen Isolierstoffwänden sehr wichtig. Im Rahmen mehrerer Forschungsarbeiten im Institut für Hochspannungstechnik der Technischen Hochschule Braunschweig, die sich mit der Entwicklung von Schaltgeräten befassen, wurde dieses Problem zunächst untersucht. Die Untersuchungen zeigten eine verhältnismäßig langsame Wiederverfestigung eines innerhalb einer solchen Löschkammer nicht bewegten Lichtbogens. In den bei Wechselspannungs-Ausschaltungen im Bereich des Stromnulldurchganges in Betracht kommenden Zeiträumen verläuft sie so langsam, daß nach dem Stromnulldurchgang an der erloschenen Lichtbogenstrecke nur eine die Lichtbogenspannung wenig übersteigende wiederkehrende Spannung auftreten darf. Die Ergebnisse der Untersuchungen ließen keine Möglichkeit erkennen, die Geschwindigkeit der Wiederverfestigung durch einfache Mittel, beispielsweise durch das Anwenden sehr enger Spalte, wesentlich zu erhöhen.

Magnetfeldschalter unterscheiden sich also grundsätzlich von den üblichen Hochspannungsschaltern, bei denen sich die Maßnahmen zur Lichtbogenlöschung auf verhältnismäßig kurze Lichtbögen konzentrieren. Mit den in Magnetfeldschaltern in engen Spalten erreichbaren Gradienten der Lichtbogenspannung von etwa 100 V/cm bedingt dies ähnlich wie in Hochspannungssicherungen Lichtbogenlängen von etwa 1 m für Schalter der Reihe 10.

Die erforderliche Verlängerung des bei der Kontakttrennung entstehenden kurzen Lichtbogens kann auf verschiedene Weise durchgeführt werden. Besonders einfach werden die Verhältnisse, wenn man die zur Zeit des Stromnulldurchganges für die Unterbrechung erforderliche Lichtbogenlänge erst im Bereich kleiner Augenblickswerte des Stromes erzeugt. Die Ausschaltung ist dann durch eine niedrige Lichtbogenspannung während der Stromhalbwelle und eine schnell ansteigende Lichtbogenspannung kurz vor dem Stromnulldurchgang gekennzeichnet. Dieses Schaltprinzip zeichnet sich durch eine besonders geringe Schaltarbeit aus. Weiterhin können bei der Lichtbogenverlängerung im Bereich kleiner Augenblickswerte des Stromes enge Spalte mit entsprechend hohen Gradienten der Lichtbogenspannung verwendet werden. Das Schaltprinzip liegt einigen ausländischen Konstruktionen von Magnetfeldschaltern zugrunde. Der Lichtbogen wird bei diesen unter der Einwirkung eines Blasfeldes bei kleinen Stromstärken in einer Mäanderform in engen Spalten verlängert [2, 3].

Man kann den Lichtbogen noch schneller verlängern, wenn man ihn unter dem Einfluß des magnetischen Eigenfeldes in einer Schleifenform in einem engen Spalt zwischen Isolierstoffwänden aufweitet. Das gleichzeitige Aufweiten mehrerer solcher in Reihe geschalteter Lichtbogenschleifen liefert die Grundlage für eine Hochspannungs-Lichtbogenlöschkammer kleiner Abmessungen [4]. Gegenstand der nachstehend beschriebenen Untersuchungen war, die Kenntnisse über das Wandern und gleichzeitige Verlängern eines Lichtbogens in einer Schleife zu erweitern sowie Unterlagen für eine optimale Bemessung einer entsprechenden Löschkammer zu schaffen.

Aufweitung einer Lichtbogenschleife in einem engen Spalt

Für das erste Entwicklungsstadium ist es vorteilhaft, zunächst nur eine einzelne Lichtbogenschleife zu untersuchen, wie sie in einer der in Reihe geschalteten Teillöschkammern einer Hochspannungslöschkammer vorhanden ist. Die Abmessungen der Versuchsanordnung wurden so festgelegt, daß der zeitliche Ablauf der Schleifenaufweitung des Lichtbogens in der Versuchsanordnung dem Ablauf der Schleifenaufweitung in der Teillöschkammer eines Hochspannungs-Magnetfeldschalters ähnlich ist. Gewählt wurde die in Bild 1 dargestellte Versuchsanordnung. Die Untersuchungen wurden in einer Gleichstrom-Prüfanlage durchgeführt [6].

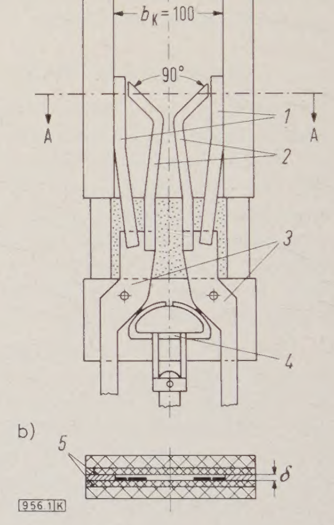


Bild 1. Aufbau der Versuchsanordnung zur Untersuchung der Schleifenaufweitung eines Lichtbogens.

a) Gesamtanordnung,
b) Schnitt A—A.

1 parallele Laufschienen
2 hörnerförmige Laufschienen
3 feste Kontaktschienen
4 beweglicher Kontakt
5 lichtbogenfeste Begrenzungswände
δ Spaltweite
b_K Löschkammerbreite

Das Verwenden von Gleichstrom für die grundsätzlichen Untersuchungen an einer Teillöschkammer bietet gegenüber Wechselstrom den Vorteil, daß sich das Verhalten des Lichtbogens bei Gleichstrom sehr gut reproduzieren und übersehen läßt.

Die Bewegung des Lichtbogens in der Versuchsanordnung nach Bild 1 zeigt die Zeitlupenaufnahme in Bild 2. Das zugehörige Oszillogramm ist in Bild 3 wiedergegeben. Der zum Zeitpunkt t_0 bei der Kontakttrennung entstehende Lichtbogen wandert entlang den Laufschienen *2* in Bild 1. Die Lichtbogenspannung u_{Lb} nimmt dabei entsprechend der abnehmenden Lichtbogenlänge bis zum Erreichen der Stelle mit dem kleinsten Laufschienenabstand zum Zeitpunkt t_1 (Bild 2 und 3) ab.

Der Lichtbogen wird beim Weiterwandern zwischen den hörnerförmigen Laufschienen rasch verlängert. Sobald der Lichtbogen die Enden der hörnerförmigen Laufschienen *2* in Bild 1 erreicht hat, geht er auf die über diese Laufschienen etwas hinausragenden, in Bild 1 mit *1* bezeichneten parallelen Laufschienen über. Der mittlere Lichtbogenabschnitt bewegt sich anschließend in dem Magnetfeld der weiterhin vorhandenen engen Stromschleife sehr schnell weiter. In der Filmaufnahme (Bild 2) kann verfolgt werden, wie da-

---

*) Dr.-Ing. *J. Neumann* hat die Untersuchungen zu dieser Arbeit während seiner Zugehörigkeit zum Institut für Hochspannungstechnik der TH Braunschweig durchgeführt.

1) Der Verfasser dankt Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E. h. *Erwin Marx* für wertvolle Hinweise und großzügige Förderung der Arbeit, ferner der Deutschen Forschungsgemeinschaft und der Calor-Emag Elektrizitäts AG für die umfangreiche finanzielle und sachliche Unterstützung hierbei.

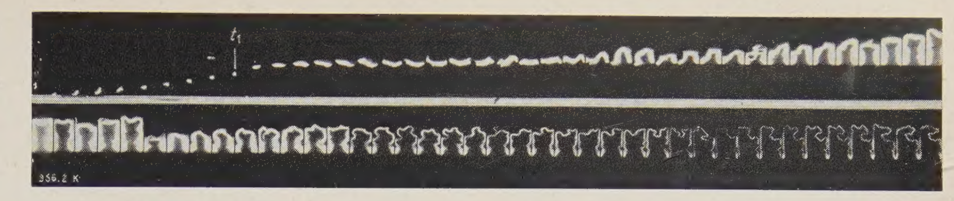


Bild 2. Zeitlupenaufnahme der Aufweitung einer Lichtbogenschleife; Bildabstand 0,15 ms. Zeitpunkt t_1 ist identisch mit t_1 in Bild 3.

bei vom mittleren Lichtbogenabschnitt zwei Lichtbogensäulen in Richtung der parallelen Laufschienen in der gewünschten Schleifenform verlängert werden. Aus dem Oszillogramm in Bild 3 geht der mit diesem Vorgang verbundene schnelle Anstieg der Lichtbogenspannung hervor. Abgesehen von einigen Neuzündungen behält die Lichtbogenspannung bis zum Ende der Ausschaltung hohe Werte.

Ergebnisse

Zahlreiche ähnliche Versuche unter veränderten Versuchsbedingungen lassen erkennen, daß die Schleifenaufweitung des Lichtbogens in engen Spalten zur schnellen Erzeugung hoher Lichtbogenspannungen grundsätzlich geeignet ist. Die Versuchsergebnisse zeigten jedoch, daß die Schleifenaufweitung des Lichtbogens schon unter diesen verhältnismäßig einfachen Versuchsbedingungen von verschiedenen miteinander gekoppelten Einflußgrößen beeinflußt wird. Mit der Versuchsanordnung gelang es aber eindeutig herauszuarbeiten, daß die parallel zu den Seitenwänden der Löschkammer angeordneten Laufschienen *1* in Bild 1 wichtig sind. Aus Filmaufnahmen und Abbrandspuren auf den Begrenzungswänden des Spaltes kann geschlossen werden, daß ein Lichtbogen großer Stromstärke auch in einem engen Luftspalt durch das eigene Magnetfeld in Elektrodennähe in Richtung der Elektrodenverlängerung stabilisiert wird [6]. Ohne die Laufschienen *1* in Bild 1 würden die beiden Lichtbogensäulen an den gekrümmten Laufschienen *2* in Richtung der Schienenverlängerung brennen. Beide Säulen drücken gegen die Seitenwände der Löschkammer und verursachen Neuzündungen, welche die weitere Schleifenaufweitung verhindern.

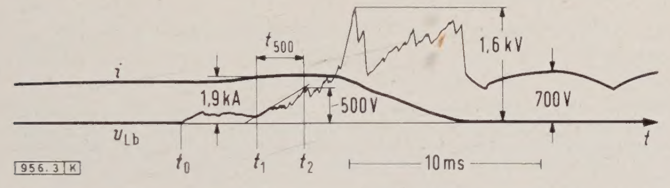


Bild 3. Oszillogramm des Stromes i und der Lichtbogenspannung u_{Lb} bei der Schleifenaufweitung eines Lichtbogens in der Versuchsanordnung nach Bild 1 (Begrenzungswände aus Glas, $b_K = 100$ mm, $\delta = 3$ mm). t_0 Zeitpunkt der Kontakttrennung

Qualitativ eindeutige Ergebnisse lieferte weiterhin die Untersuchung der erforderlichen Abströmöffnungen für die Lichtbogenabgase am oberen Ende der Löschkammer. Eine Behinderung der Gasströmung beispielsweise durch unzweckmäßig angeordnete Kühlelemente wirkt sich ungünstig auf die Lichtbogenschleife aus und führt zu fortlaufenden Neuzündungen.

Während die obengenannten Faktoren bei allen untersuchten Stromstärken einen eindeutigen Einfluß ausübten, wirkten einige andere Faktoren bei variierten Stromstärken unübersehbar zusammen. Steigert man, beginnend mit etwa 500 A in einer Versuchsreihe, die Stromstärke, so wird zunächst der Anstieg der Lichtbogenspannung wegen der zunehmenden Längungsgeschwindigkeit des Lichtbogens steiler. Ein Steigern der Stromstärke über einen gewissen, von den Versuchsbedingungen abhängigen Wert hinaus führte bei allen Versuchen zu einem Stehlichtbogen kurz oberhalb der parallelen Laufschienen *1* in Bild 1. Wurde der Strom weiter gesteigert, so blieb der Lichtbogen von einer gewissen Stromstärke ab, die ebenfalls von den Versuchsbedingungen abhing, schon an der engsten Stelle zwischen den gekrümmten Laufschienen *1* in Bild 1 stehen.

Die Stromstärke, bei der ein Stehlichtbogen oberhalb der Laufschienen *1* auftrat, wurde als Stromgrenze für die Schleifenaufweitung bezeichnet. Veränderte Versuchsbedingungen ließen erkennen, daß die Spaltweite, die Breite der Löschkammer, die Behinderung der Abgasströmung und der Werkstoff der Begrenzungswände die Stromgrenze beeinflussen. Eine quantitative Analyse des Einflusses der genannten Faktoren auf die Stromgrenze war an dieser Versuchsanordnung nicht möglich. Das liegt nach den Ergebnissen späterer Untersuchungen daran, daß das Ändern eines Faktors den Einfluß einiger anderer Faktoren verändert, die dann aufeinander zurückwirken.

Um eine Analyse der verschiedenen Einflußgrößen zu ermöglichen, mußten daher die einzelnen Phasen der Schleifenaufweitung des Lichtbogens getrennt untersucht werden. Die Einflußgrößen wurden in eigens für die Untersuchung des Lichtbogenverhaltens während der einzelnen Phasen hergerichteten Versuchsanordnungen getrennt und unabhängig voneinander ermittelt. Nachfolgend werden zwei Teiluntersuchungen der Phasen der Schleifenaufweitung ausführlich behandelt.

Lichtbogenwanderung ohne gleichzeitige Verlängerung

Die Lichtbogenwanderung ohne gleichzeitige Verlängerung zwischen parallelen Laufschienen in engen Spalten ist Gegenstand zahlreicher Untersuchungen gewesen [z. B. 6 bis 10]. Einige Vorgänge bei einem solchen Wandern im untersuchten Strombereich sind wichtig für die Schleifenaufweitung eines Lichtbogens und die Wiederverfestigung der dabei vom Lichtbogen durchwanderten Strecke. Über diese Vorgänge wird zunächst berichtet.

Versuchsdurchführung

Die Untersuchungen wurden in der Versuchsanordnung nach Bild 4 mit Gleichstrom durchgeführt. Der nach der Kontakttrennung entstehende Lichtbogen wandert zunächst

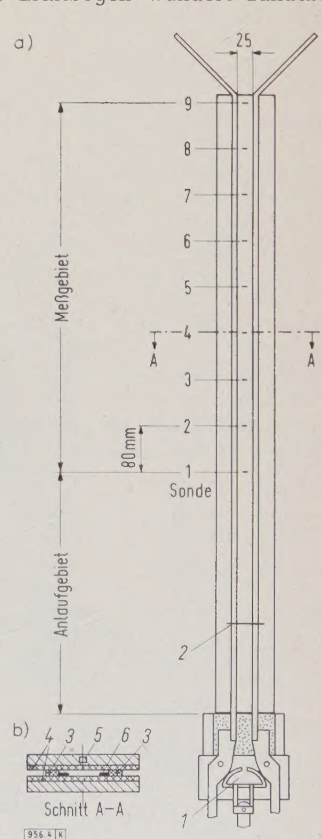


Bild 4. Versuchsanordnung zur Untersuchung der Lichtbogenwanderung zwischen parallelen Laufschienen.

a) Gesamtanordnung, (1 bis 9 Lage der Sonden)
b) Schnitt A—A.

1 beweglicher Kontakt
2 Zünddraht, mittels dessen bei Versuchen mit gasabgebenden Isolierstoffen der Lichtbogen eingeleitet wird
3 Abdichtung des Luftspaltes seitlich von den Laufschienen
4 lichtbogenfeste Isolierstoffwände
5 Meßsonde 4
6 Laufschienen

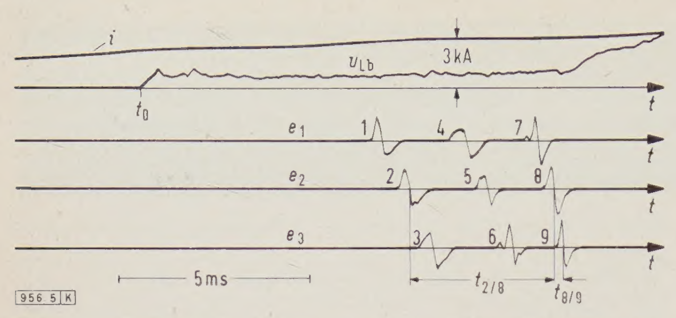


Bild 5. Oszillogramm des Stromes i und der Lichtbogenspannung u_{Lb} sowie der in den jeweiligen Sonden induzierten Spannungen e_1 (in Sonde 1, 4 und 7), e_2 (in Sonde 2, 5 und 8) und e_3 (in Sonde 3, 6 und 9) bei der Lichtbogenwanderung zwischen parallelen Laufschienen in einen seitlich geschlossenen Luftspalt. Die Versuchsanordnung entspricht Bild 4 (δ = 3 mm, Begrenzungswände aus Sipa).

durch ein Anlaufgebiet. Das Wandern des Lichtbogens im Meßgebiet bleibt dadurch unbeeinflußt von den Vorgängen im Kontaktgebiet. Die Wanderungsgeschwindigkeit des Lichtbogens wurde nach einem elektrischen Verfahren ermittelt. Unterhalb des Luftspaltes wurden Spulensonden angebracht. Die in den Sonden durch den in dem Luftspalt vorbeiwandernden Lichtbogen induzierten Spannungen wurden mit einem Schleifenoszillographen aufgenommen. Charakteristisch ist der Nulldurchgang der induzierten Sondenspannung in dem Augenblick, in dem der Lichtbogen mit seinem Induktionsmaximum die Sonde erreicht. Aus der zeitlichen Folge der registrierten Sondenspannungen (Nulldurchgänge) und der räumlichen Zuordnung der Sonden läßt sich die Wanderungsgeschwindigkeit sowohl im gesamten Meßgebiet als auch zwischen benachbarten Sonden ermitteln. Ein hierfür typisches Oszillogramm zeigt Bild 5.

Seitlich geschlossene Luftspalte

Kennzeichnend für das Wandern des Lichtbogens in seitlich von den Laufschienen geschlossenen Luftspalten (Bild 4) sind Neuzündungen. Sie kommen in dem ungleichmäßigen Verlauf der in den Sonden induzierten Spannungen (Bild 5) zum Ausdruck. Die mittlere Wanderungsgeschwindigkeit des Lichtbogens im Meßgebiet zwischen den Sonden 2 und 8 $\left(v_{2-8} = 480\,\mathrm{m}/t_{2-8}\right)$ ist in Bild 6 in Abhängigkeit vom Strom aufgetragen. Das Versuchsergebnis stimmt mit dem von *Müller* [7] für ähnliche Bedingungen ermittelten Ergebnis weitgehend überein.

Es sei darauf hingewiesen, daß die Wanderungsgeschwindigkeit zwischen benachbarten Sonden innerhalb des Meßgebietes manchmal wesentlich über der mittleren Geschwindigkeit $v_{2/8}$ gemäß Bild 6 liegt. Dies ist besonders dann der Fall, wenn der Lichtbogen ein Gebiet nach einer Neuzündung zum zweitenmal durchläuft [6]. Nach dem Verlauf der Sondenspannungen zu urteilen, „werfen" die Neuzündungen den Lichtbogen dabei manchmal nur um wenige Zentimeter zurück. Bedingt durch die zahlreichen Neuzündungen sinkt aber die effektive mittlere Wanderungsgeschwindigkeit zwischen den Sonden 2 und 8 trotz hoher Teilgeschwindigkeiten zwischen benachbarten Sonden.

Ähnlich wie in Bild 5 wurde in allen Oszillogrammen ein gleichmäßiger, von Neuzündungen wenig gestörter Verlauf der in den Sonden 7, 8 und 9 induzierten Spannungen

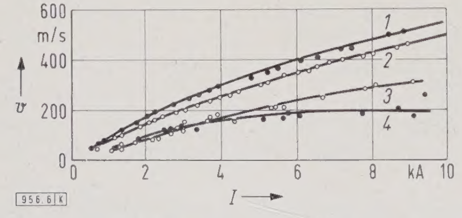


Bild 6. Wanderungsgeschwindigkeit v des Lichtbogens in Abhängigkeit vom Lichtbogenstrom I in der Versuchsanordnung nach Bild 4 bei seitlich offenen Spalten (Kurven *1* und *2*) und bei seitlich geschlossenen Spalten (Kurven *3* und *4*); Begrenzungswände aus Sipa, Lichtbogenlänge a = 25 mm.

1 δ = 3 mm *2* δ = 5 mm *3* δ = 5 mm *4* δ = 3 mm

beobachtet, und außerdem wurden kleinere zeitliche Abstände der Spannungs-Nulldurchgänge festgestellt. Aus beiden Beobachtungen kann geschlossen werden, daß der Lichtbogen am Ende des Meßgebietes gleichmäßiger und schneller wandert als vorher. Eine Auswertung ergab, daß die Geschwindigkeit zwischen den Sonden 8 und 9 bis um das Doppelte höher ist als die mittlere Wanderungsgeschwindigkeit zwischen den Sonden 2 und 8.

Man kann vermuten, daß am Ende der Versuchsanordnung die Luftbewegungen in der Umgebung des Lichtbogens eine besondere Rolle spielen. Über derartige Luftbewegungen gibt eine Modellvorstellung für das Wandern des Lichtbogens in einem engen Spalt von *Angelopoulos* [10] Aufschluß. In der Umgebung des wandernden Lichtbogens entstehen danach infolge der starken Erwärmung der Luft Druckschwankungen. Sofern der Lichtbogenraum mit der äußeren Atmosphäre verbunden ist, kommt es unter dem Einfluß dieser Druckdifferenz in der Umgebung des Lichtbogens zu Luftbewegungen, die sich auch im Versuch nachweisen lassen [11]. Der Nachweis zeigt, daß der Überdruck vor dem Lichtbogen ein Abströmen der Luft aus dem Lichtbogenraum verursacht, der Unterdruck hinter dem Lichtbogen dagegen eine Zufuhr von Frischluft aus der Umgebung in den Raum hinter dem wandernden Lichtbogen hervorruft. Der beobachtete Anstieg der Wanderungsgeschwindigkeit am Ende der Versuchsanordnung läßt sich damit in der Weise anschaulich erklären, daß sich der Überdruck vor dem Licht-

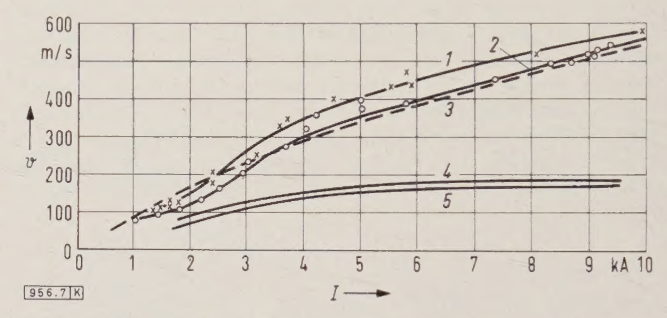


Bild 7. Wanderungsgeschwindigkeit v des Lichtbogens in Abhängigkeit vom Lichtbogenstrom I in der Versuchsanordnung nach Bild 4 mit Begrenzungswänden aus verschiedenen Werkstoffen (Luftspalt seitlich geschlossen, Spaltweite δ = 3 mm, Lichtbogenlänge a = 25 mm).

1 Sinterkorund
2 gesinterter Zirkonsand
3 Sipa, bei seitlich offenem Luftspalt
4 Sipa
5 Mycalex

bogen am offenen Ende der Versuchsanordnung leicht vermindern kann und somit nur wenig auf den Lichtbogen zurückwirkt.

Seitlich offene Luftspalte

Der hier oberhalb der Laufschienen frei bleibende kleine Luftspalt von 1 bzw. 3 mm beeinflußt das Wandern des Lichtbogens sehr stark. Die Sondenspannungen lassen ein sehr gleichmäßiges Wandern des Lichtbogens im gesamten Meßgebiet erkennen. Die erhöhte mittlere Wanderungsgeschwindigkeit geht aus Kurve *1* und *2* in Bild 6 hervor. Am Ende der Versuchsanordnung tritt noch eine geringe Zunahme der Geschwindigkeit auf, die vermutlich auf die hier zusätzlich vorhandene Druckentlastung zurückzuführen ist. Der günstige Einfluß der seitlichen Luftspalte hat nicht nur seine Ursache in der Druckentlastung vor dem wandernden Lichtbogen. Zusätzliche Untersuchungen zeigten nämlich, daß außerdem die auf kürzestem Wege in den vom Lichtbogen durchwanderten Raum nachströmende Frischluft zur neuzündungsfreien Wanderung beiträgt.

Seitlich geschlossene und vorne verengte Luftspalte

Der Laufschienenabstand wurde unterhalb der Sonde 7 von 25 mm auf 5 mm vermindert (Bild 4). Der Austrittsquerschnitt für die Luft vor dem Lichtbogen wurde dadurch wesentlich verringert. Der Lichtbogen wandert in der Anordnung sehr ungleichmäßig. Im ersten Teil des Meßgebietes

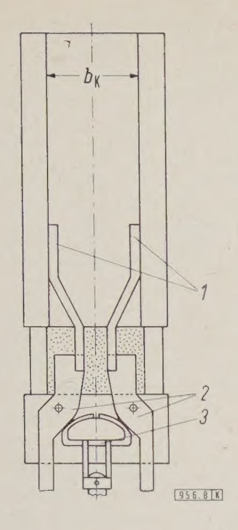


Bild 8. Versuchsanordnung zur Untersuchung der Schleifenaufweitung am Ende von parallelen Laufschienen in engen Spalten.

1 Kupfer-Laufschienen, 2 mm × 10 mm
2 feste Kontaktschienen
3 beweglicher Kontakt

wird etwa die normale Geschwindigkeit erreicht. Die Geschwindigkeit nimmt dann je nach Stromstärke mit der Annäherung an die Luftspaltverengung verschieden schnell ab. Bemerkenswert ist, daß bei Strömen bis zu 5 kA schon 400 mm vor der Luftspaltverengung eine Rückwirkung auf den Lichtbogen festzustellen ist.

Einfluß der Werkstoffe der Begrenzungswände

Keramische Werkstoffe, die unter der Einwirkung des Lichtbogens kein Gas abgeben, wurden zunächst untersucht. Der Einfluß des Werkstoffes ist bei seitlich offenen Luftspalten gering und nicht eindeutig. Bei seitlich geschlossenen Luftspalten ergibt sich demgegenüber ein wesentlicher Werkstoffeinfluß. Die Wanderungsgeschwindigkeit steigt in folgender Reihenfolge der Werkstoffe: Mycalex, Sipa, gesinterter Zirkonsand und Sinterkorund, wie aus Bild 7 hervorgeht.

Auf die Herabsetzung der Wanderungsgeschwindigkeit durch fortlaufende Neuzündungen wurde bereits hingewiesen. Ein Vergleich zahlreicher Oszillogramme zeigte jetzt, daß die Neuzündungen in der Reihenfolge der Werkstoffe Mycalex, Sipa, gesinterter Zirkonsand und Sinterkorund abnehmen. Das neuzündungsfreie Wandern des Lichtbogens besonders bei gesintertem Zirkonsand und Sinterkorund, beides Werkstoffe mit einer hohen Temperaturleitfähigkeit, ist vermutlich verursacht durch die mit der Temperaturleitfähigkeit zunehmende aufnehmbare Wärmemenge je Zeiteinheit und durch die damit verbundene bessere Kühlung des Lichtbogens und des vom Lichtbogen durchlaufenen Gebietes. Ein merkbarer Einfluß der Oberflächenbeschaffenheit der Isolierstoffwände wurde nicht festgestellt.

Der Lichtbogen verhält sich bei gasabgebenden Isolierstoffen, wie Plexiglas, völlig anders. In der Anordnung nach Bild 4 wandert der Lichtbogen bei gasabgebenden Isolierstoffen nicht. Die Anordnung mußte deshalb in der Weise geändert werden, daß der Lichtbogen in einem mit gasabgebenden Begrenzungswänden versehenen Spalt gezündet wird (Bild 4). In Übereinstimmung mit den Ergebnissen von *Müller* [7], wandert der Lichtbogen in einem seitlich von den Laufschienen geschlossenen, 5 mm breiten Spalt im Strombereich von 500 A bis maximal 5 kA. Die Geschwindigkeit hängt dabei außergewöhnlich stark von der Lage des Lichtbogens in der Versuchsanordnung ab. Sie beträgt z. B. bei einem Strom von 3,1 kA zwischen den Sonden 1 und 2 etwa 85 m/s. In der Meßstrecke zwischen den Sonden 8 und 9 steigt die Geschwindigkeit dann auf etwa 400 m/s an. Seitliche Luftspalte begünstigen das Wandern des Lichtbogens etwas. Verstärkt auftretende Neuzündungen begrenzen jedoch auch hier das Wandern des Lichtbogens bei Strömen über 5 kA.

Auf Grund der Untersuchungen kann festgestellt werden, daß der Anwendungsbereich von gasabgebenden Isolierstoffen in Magnetfeldschaltern begrenzt ist. In die nachfolgend behandelte Untersuchung der Schleifenaufweitung von Lichtbögen wurden gasabgebende Isolierstoffe deshalb nicht mehr einbezogen.

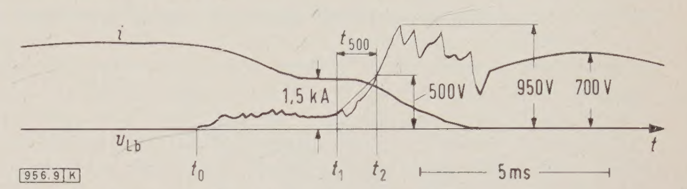


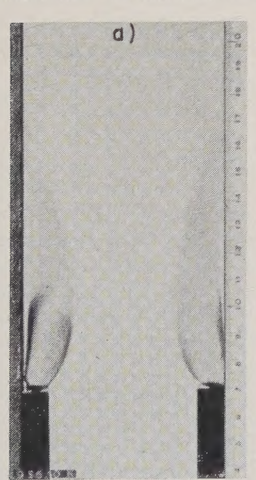
Bild 9. Oszillogramm des Lichtbogenstromes i und der Lichtbogenspannung u_{Lb} bei einer Schleifenaufweitung in der Versuchsanordnung nach Bild 8 am Ende der parallelen Laufschienen. (Keramische Begrenzungswände, Löschkammerbreite $b_K = 50$ mm, Spaltweite $\delta = 3$ mm.)

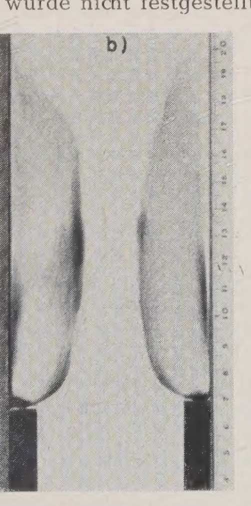
t_0 Zeitpunkt der Kontakttrennung

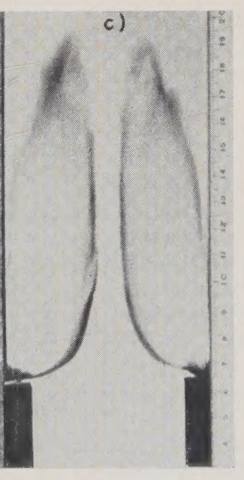
Lichtbogenwanderung mit gleichzeitiger Verlängerung des Lichtbogens

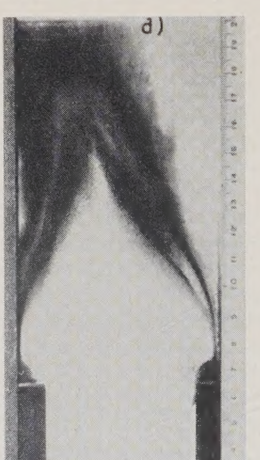
Die Wanderung des Lichtbogens mit seiner gleichzeitigen Verlängerung ist bei der Schleifenaufweitung an den Enden der parallelen Laufschienen am meisten ausgeprägt. Sie tritt bei der anfangs behandelten Schleifenaufweitung nach Bild 1 zeitlich als letzte Phase dann auf, wenn der Lichtbogen die Enden der Laufschienen *1* erreicht hat.

In der Versuchsanordnung nach Bild 8 wird diese Phase der Schleifenaufweitung nachgebildet. Der Lichtbogen wandert hier bis zum Ende der parallelen Laufschienen und zieht anschließend zwei Lichtbogensäulen in Richtung der









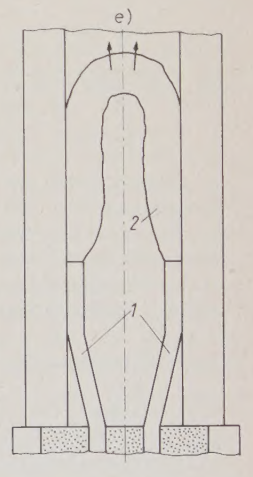


Bild 10. Abbrandspuren auf Begrenzungswänden nach Ausschaltungen bei verschiedenen Stromstärken. (Keramische Begrenzungswände, Spaltweite $\delta = 5$ mm.)

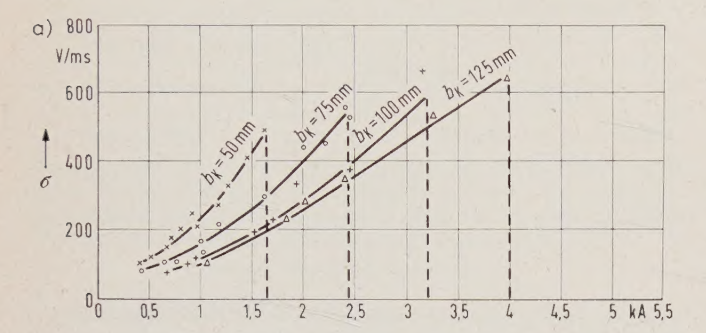
a) $I = 1{,}5$ kA, $T \approx 5$ ms,
b) $I = 2{,}4$ kA, $T \approx 6$ ms,
c) $I = 3{,}4$ kA, $T \approx 7{,}5$ ms,
d) $I = 4{,}45$ kA ($> I_{gr}$), $T \approx 9$ ms, die Stromgrenze für die Schleifenaufweitung ist überschritten,
e) mittlerer Teil der Versuchsanordnung *1* nach Bild 8 und Lichtbogen *2* in schematischer Darstellung.

Laufschienen, so daß eine Lichtbogenschleife entsteht. Den Beginn der Schleifenaufweitung zur Zeit t_1 erkennt man in dem Oszillogramm in Bild 9 an dem steilen Anstieg der Lichtbogenspannung $\sigma = 350\ \mathrm{V}/t_{500}$.

Stromgrenze

Die Abhängigkeit der Anstiegssteilheit der Lichtbogenspannung vom Strom ist bei den Versuchanordnungen nach Bild 1 und 8 qualitativ gleich. Ein Steigern des Stromes führt auch in der Anordnung nach Bild 8 zu einem Stehlichtbogen. Auf die Ursache der Stromgrenze deuten die Abbrandspuren auf den Begrenzungswänden des Spaltes hin. Bild 10 enthält vier Aufnahmen von solchen Abbrandspuren, die nach Schaltungen mit verschiedenen Stromstärken aufgenommen wurden.

Die Abbrandspuren sprechen dafür, daß die beiden kaum bewegten Lichtbogensäulen an den Enden der Laufschienen einen bandförmigen Querschnitt haben [7] (vgl. auch Bild 2). Die Abbrandspuren deuten auf eine mit dem Strom ansteigende Breite der beiden Lichtbogensäulen hin. Die Aufnahmen legen folgende anschauliche Erklärung für die Stromgrenze nahe: Als breites Band erreicht der Lichtbogen das Ende der parallelen Laufschienen [7]. Er wird sich dort nur dann zu einer Schleife aufweiten, wenn die Breite



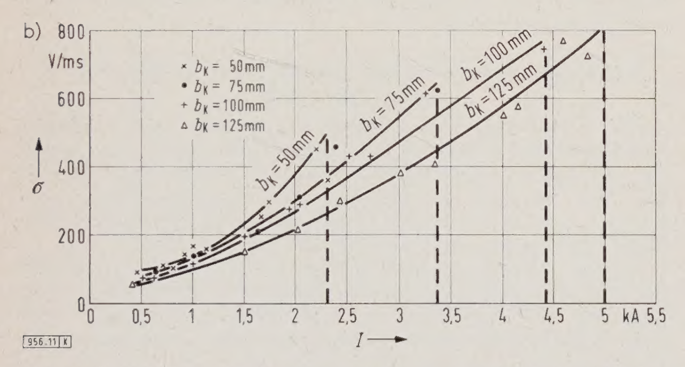


Bild 11. Anstieg der Lichtbogenspannung σ bei der Schleifenaufweitung, abhängig vom Lichtbogenstrom I bei verschiedenen Spaltweiten δ und Breiten der Löschkammer b_K. Versuchsanordnung nach Bild 8 mit keramischen Begrenzungswänden, Zeitkonstante $T = 7$ bis 15 ms. Die senkrechten gestrichelten Geraden kennzeichnen die Stromgrenze (I_{gr}) für eine Schleifenaufweitung des Lichtbogens.

a) Spaltweite $\delta = 3$ mm b) Spaltweite $\delta = 5$ mm

des Lichtbogenbandes kleiner als die halbe Breite der Löschkammer ist. Ist der Lichtbogen breiter, so berühren sich bei einer beginnenden Schleifenaufweitung die beiden Lichtbogensäulen, und es entsteht der für die Stromgrenze typische Stehlichtbogen. Wie Bild 10e zeigt, wandert der mittlere Lichtbogenabschnitt fortlaufend. Er wirkt nur kurzzeitig auf die Begrenzungswände ein und hinterläßt dann keine Abbrandspuren.

Einfluß der Breite der Löschkammer und der Spaltweite

Das wesentliche Ergebnis zeigt Bild 11. Die bedeutende Erweiterung der Stromgrenze sowohl mit breiter werdender Löschkammer als auch mit größer werdender Spaltbreite ist wegen der dabei abnehmenden Lichtbogenbreite, wie bereits erläutert, zu erwarten. Der langsamere Anstieg der Lichtbogenspannung mit breiter werdender Löschkammer

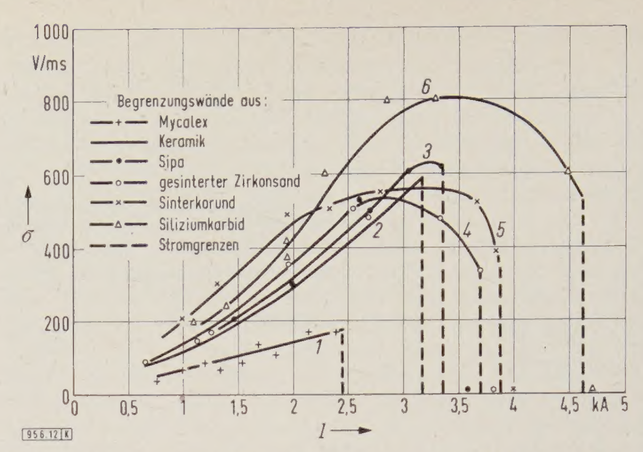


Bild 12. Anstieg der Lichtbogenspannung σ bei der Schleifenaufweitung, abhängig vom Lichtbogenstrom I bei verschiedenen Isolierstoffen. Versuchsanordnung nach Bild 8 mit Löschkammerbreite $b_K = 100$ mm und Spaltenweite $\delta = 3$ mm, Zeitkonstante $T = 7$ bis 15 ms. Bedeutung der gestrichelten Geraden wie in Bild 11.

1 Mycalex
2 Keramik
3 Sipa
4 gesinterter Zirkonsand
5 Sinterkorund
6 Siliziumkarbid

wird in erster Linie durch das gleichzeitig schwächer werdende magnetische Feld verursacht. Beim Übergang von 3 auf 5 mm Spaltweite verursachen eine geringere Wanderungsgeschwindigkeit und ein niedrigerer Gradient der Lichtbogenspannung einen langsameren Anstieg der Lichtbogenspannung.

Einfluß der Werkstoffe der Begrenzungswände

Aus Bild 12 ist ein großer Einfluß der Werkstoffeigenschaften der Begrenzungswände auf die Stromgrenze ersichtlich. Die Stromgrenze nimmt ähnlich wie die Wanderungsgeschwindigkeit des Lichtbogens (Bild 7) in der Reihenfolge der Werkstoffe Siliziumkarbid, Sinterkorund, Zirkonsand, Sipa, Keramik und Mycalex ab. Man könnte den großen Werkstoffeinfluß auch hier wie bei der Wanderung des Lichtbogens zwischen parallelen Schienen so erklären, daß der Isolierstoff die Wiederverfestigung in dem vom Lichtbogen durchlaufenen Raum wesentlich beeinflußt. Eine eingehende Untersuchung der Schleifenaufweitung bei verschiedenen Kenngrößen des Prüfstromkreises, insbesondere bei unterschiedlichen Zeitkonstanten, zeigte jedoch, daß noch die nachfolgend erläuterte Erscheinung als Ursache für den beobachteten Abfall der Stromgrenze hinzukommt.

Eine Wiederholung von Versuchen mit gleichen Stromstärken, aber verschiedenen Zeitkonstanten des Prüfstrom-

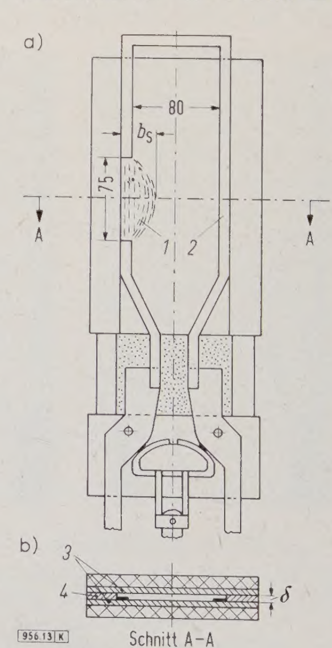


Bild 13. Versuchanordnung zur Bestimmung der Breite eines in einem engen Spalt ruhenden Lichtbogenbandes.

a) Gesamtansicht,
b) Schnitt A—A.

1 schematische Darstellung des ruhenden Lichtbogens
2 Kupfer-Laufschiene, 2 mm × 10 mm
3 Begrenzungswände
4 Seitenwand

b_S Breite der Schmelzzone

kreises ergab nämlich unterschiedliche Stromgrenzen. Höhere Zeitkonstanten setzten die Stromgrenze herab, kleinere Zeitkonstanten erhöhten sie. Eine Herabsetzung der Zeitkonstante auf 3 bis 5 ms erweiterte beispielsweise die in Bild 11 angegebenen Stromgrenzen um das Doppelte. Der Strom nahm bei der großen Zeitkonstanten trotz hoher Lichtbogenspannung wesentlich langsamer ab als bei einer kleinen Zeitkonstanten. Der längere Zeit fließende hohe Strom leitete dann einen völligen Zusammenbruch der bereits aufgeweiteten Lichtbogenschleife ein.

Als Ursache für den Zusammenbruch der schon aufgeweiteten Schleife beim langsamen Stromabfall kommt in erster Linie in Betracht, daß die Breite des Lichtbogenbandes von der Brenndauer des Lichtbogens abhängt. Zur Klärung dieses Problems wurde mit der in Bild 13 dargestellten Anordnung eine Versuchsreihe durchgeführt. In der Anordnung wurde ein Teil der sich bisher ausbildenden Lichtbogenschleife (Bild 8) durch eine Laufschiene ersetzt. Die Versuche wurden mit einer definierten Einwirkungszeit des Lichtbogens, d. h. mit einem nahezu rechteckförmigen Verlauf des Stromes durchgeführt.

Die Breite b_S der auf den Begrenzungswänden entstehenden Schmelzzone wurde nach jedem Versuch ausgewertet. Sie stimmte mit photographisch ermittelten Breiten des

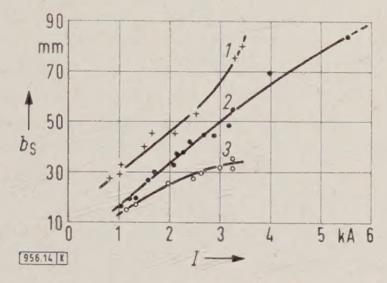


Bild 14. Breite der Schmelzzone b_S eines ruhenden Lichtbogens, abhängig vom Lichtbogenstrom I bei Begrenzungswänden aus verschiedenen Werkstoffen in der Versuchsanordnung nach Bild 13 mit einer Spaltweite δ = 3 mm, Einwirkungsdauer t_e = 3,5 ms = konstant.

1 Mycalex *2* Keramik *3* gesinterter Zirkonsand

Lichtbogens überein und ist ein charakteristisches Maß für die Lichtbogenbreite. Die Abhängigkeit der Breite b_S vom Strom bei konstanter Einwirkungszeit zeigt Bild 14. Aus der Breite b_S kann man eine „Stromgrenze" für die Schleifenaufweitung ableiten, indem man als „Stromgrenze" die Stromstärke bezeichnet, bei der die Breite b_S genau der halben Löschkammerbreite entspricht. Die so aus den Breiten der Schmelzzonen ermittelten „Stromgrenzen" stimmen gut mit den tatsächlich gemessenen Stromgrenzen für die Schleifenaufweitung des Lichtbogens überein.

Der Einfluß der Einwirkungszeit des Lichtbogens auf die Breite b_S wurde ebenfalls ermittelt. Aus dem in Bild 15 dargestellten Ergebnis geht hervor, daß die Breite und außerdem die Zunahmegeschwindigkeit der Breite von den Werkstoffeigenschaften wesentlich beeinflußt werden. Das Ergebnis erklärt die im Vorhergehenden festgestellte Abhängigkeit der Stromgrenze von der Zeitkonstanten des Prüfstromkreises. Bei einem langsamen Stromabfall kann auf Grund des aus Bild 15 hervorgehenden Anwachsens der Lichtbogenbreite mit steigender Einwirkungszeit durchaus die Breite der beiden sich gegenüberliegenden Lichtbogensäulen noch zunehmen. Es werden dann in der schon voll aufgeweiteten Schleife die beiden Lichtbogensäulen zusammenwachsen oder sich so nahe kommen, daß fortlaufende Neuzündungen einen Zusammenbruch der Lichtbogenschleife einleiten.

Große Bedeutung für den Einfluß des Werkstoffes der Begrenzungswände auf die Breite der Schmelzzone und auf die Geschwindigkeit des Anwachsens der Breite hat die im folgenden noch näher behandelte Ursache: Unter der Einwirkung des in dem engen Spalt ruhenden Lichtbogens

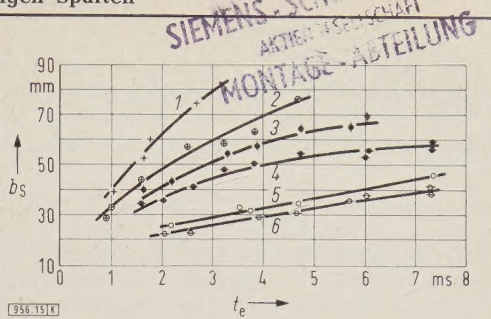


Bild 15. Breite der Schmelzzone b_S eines ruhenden Lichtbogens, abhängig von der Einwirkungsdauer t_e bei einer seitlichen Druckentlastung des Lichtbogenraumes in der Versuchsanordnung nach Bild 13 mit einer Spaltweite δ = 3 mm und bei konstantem Strom I = 3,25 kA.

1 Mycalex
2 Mycalex mit Druckentlastung
3 Keramik
4 Keramik mit Druckentlastung
5 gesinterter Zirkonsand
6 gesinterter Zirkonsand mit Druckentlastung

schmilzt und verdampft der Isolierstoff teilweise an der Oberfläche. Erstens werden dadurch vermutlich die Grenzschichten zwischen den Begrenzungswänden und dem Lichtbogen vergrößert, so daß dem Lichtbogen dann nicht mehr der gesamte Spaltraum zwischen den Begrenzungswänden zur Verfügung steht. Zweitens steigt dadurch der Überdruck in dem von den beiden Begrenzungswänden und einer Seitenwand begrenzten Spaltraum an (*3* und *4* in Bild 13). Durch den Überdruck werden vermutlich Teile des Lichtbogens aus diesem Raum verdrängt. Diese beiden Wirkungen äußern sich in einer Verbreiterung des Lichtbogenbandes. Sie haben ihre Ursache in dem Schmelzen und Verdampfen des Isolierstoffes, das sehr stark von den thermischen Eigenschaften der Werkstoffe abhängt.

Die Überlegungen werden durch die nachfolgend erläuterten Versuchsergebnisse weiter gestützt. Die Seitenwand *4* der Versuchanordnung in Bild 13 wurde mit Bohrungen versehen. Der Querschnitt des Lichtbogenraumes wird dadurch nicht verändert, wohl aber wird ein seitliches Abströmen von Lichtbogenabgasen ermöglicht und damit eine Druckentlastung des Lichtbogenraumes erreicht. Die Wirkung dieser Maßnahme geht aus den Ergebnissen in Bild 15 deutlich hervor. Gesinterter Zirkonsand hat den höchsten Schmelzpunkt, zeigt die geringsten Schmelzerscheinungen und verdampft nur wenig. Bei diesem Werkstoff ist nur ein geringer Einfluß der Druckentlastung zu erkennen. Der niedrige Schmelzpunkt von Mycalex (800 °C) und die vermutliche Abgabe des im Glimmer enthaltenen Kristallwassers als Gas lassen hier eine intensive Dampfentwicklung erwarten. Die große Breite des Lichtbogens und der Einfluß der Druckentlastung bei diesem Werkstoff stimmen damit überein.

Der nachgewiesene Einfluß der seitlichen Druckentlastung bestätigt die eingangs ausgesprochene Vermutung, daß der Einfluß des Werkstoffes auf die Breite der Schmelzzone und die Geschwindigkeit des Anwachsens der Breite im wesentlichen in dem unterschiedlichen Schmelzen und Verdampfen der Isolierstoffe begründet ist. Die nachgewiesenen Zusammenhänge zwischen Lichtbogenbreite, Einwirkungszeit des Lichtbogens und Stromstärke bei Begrenzungswänden aus verschiedenen Isolierstoffen erklären die Stromgrenze für die Schleifenaufweitung des Lichtbogens und die Abhängigkeit der Stromgrenze von Eigenschaften der Isolierstoffe.

Über die dritte Phase der Schleifenaufweitung in einer Teillöschkammer, welche die Wanderung des Lichtbogens am Eingang der Teillöschkammer zwischen hörnerförmigen Laufschienen (*2* in Bild 1) betrifft, kann zusammenfassend berichtet werden. Es ist ebenfalls eine obere Stromgrenze für das Wandern des Lichtbogens vorhanden. Spaltweite und Werkstoff beeinflussen diese Stromgrenze qualitativ in gleicher Weise wie die Stromgrenze für die Schleifenaufweitung. Daneben üben die Spreizwinkel der hörnerförmigen Schienen einen entscheidenden Einfluß auf die Strom-

grenze aus. Durch einfache Maßnahmen, wie z. B. kleine Spreizwinkel, kann diese Stromgrenze jedoch auf einen Wert gebracht werden, der wesentlich höher als die Stromgrenze für die Schleifenaufweitung an den Enden der Laufschienen liegt.

Folgerungen

Bei der Konstruktion der Löschkammern für Hochspannungs-Magnetfeldschalter sind folgende Punkte zu berücksichtigen: Der Werkstoff der Begrenzungswände sollte einen hohen Schmelzpunkt, eine große Temperaturleitfähigkeit und eine ausreichende Wärmeschockfestigkeit haben. Ferner darf der Werkstoff keine Bestandteile enthalten, die unter der Einwirkung des Lichtbogens als Gas abgegeben werden. Zur Erzielung einer hohen Ausschaltleistung wird man die Löschkammer möglichst breit ausführen. Eine ausreichende Frischluftzufuhr in den Raum hinter den wandernden Lichtbogen muß dabei gewährleistet sein. Eine starke Behinderung der Abgasströmung vor dem Lichtbogen ist zu vermeiden.

In einfacher Weise wird eine Löschkammer für einen Hochspannungsschalter durch eine Reihenschaltung mehrerer optimal gestalteter Teillöschkammern aufgebaut. Versuche zeigten, daß die an einer einzelnen Teillöschkammer gefundene Stromgrenze für die Schleifenaufweitung des Lichtbogens den maximalen Ausschaltstrom eines solchen Schalters bestimmt. Schalter dieser Bauart eignen sich vorzugsweise für hohe Spannungen bei begrenzten Ausschaltströmen.

Die untersuchte Schleifenaufweitung von Lichtbögen in engen Spalten ist damit jedoch nicht zwangsläufig auf Schalter mit begrenzten Ausschaltströmen beschränkt. Man kann nämlich bei Ausschaltungen hoher Ströme die Lichtbogenwanderung in dem unteren Teil der Löschkammer stromabhängig so steuern, daß der Lichtbogen erst kurz vor dem Stromnulldurchgang bei kleinen Augenblickswerten des Stromes in die einzelnen Teillöschkammern geführt wird. Nach dem ersten Stromnulldurchgang zündet der Lichtbogen im allgemeinen in den Teillöschkammern wieder. Die sehr schnell weiter ansteigende Lichtbogenspannung begrenzt dann den Kurzschlußstrom in der zweiten Halbwelle auf ungefährliche Werte und sichert eine Lichtbogenlöschung im folgenden Stromnulldurchgang. Auch bei sehr hohen Kurzschlußströmen lassen sich so durch eine schnelle Schleifenaufweitung von Lichtbögen in engen Spalten die Voraussetzungen für eine Lichtbogenlöschung schaffen.

Zusammenfassung

Das schnelle Verlängern von Lichtbögen durch magnetische Felder wird heute auch zur Löschung von Lichtbögen in Mittelspannungsschaltgeräten angewendet. Als besonders günstige Lösung hat sich ein Löschsystem erwiesen, bei dem der Lichtbogen ohne Verwendung von Blasspulen in engen Spalten schleifenförmig aufgeweitet wird. Untersuchungen an derartigen Anordnungen haben gezeigt, daß für das Wandern und gleichzeitige Verlängern eines Lichtbogens in einer Schleife eine obere Stromgrenze vorhanden ist. Eingehende Untersuchungen an verschiedenen Modellanordnungen lieferten Erkenntnisse über den Zusammenhang der die Stromgrenze bestimmenden Einflußgrößen. Der quantitative Einfluß der im wesentlichen die Schleifenaufweitung des Lichtbogens bestimmenden Größen wurde ermittelt. Unterlagen für eine optimale Gestaltung einer Löschkammer werden angegeben.

Schrifttum

[1] *Marx, E.,* u. *Schmitz, L.:* Starkstrom-Schalteinrichtungen mit Sprengkapseln für sehr kurze Schaltzeiten. ETZ-A Bd. 76 (1955) S. 765–769.
[2] *Linde, L. J.,* u. *Wyman, B. W.:* The development, design, and performance of magnetic type power circuit breakers. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 65 (1946) S. 386–396.
[3] *Dickinson, R. C.,* u. *Frink, R.:* Size reduktion and rating extension of magnetic air circuit breakers up to 500 000 kVA, 15 kV. Trans. Amer. Inst. electr. Eng. (III) Bd. 65 (1946) S. 220–226.
[4] *Latour, A.:* Les disjoncteurs secs. Rev. gén. Electr. Bd. 62 (1953) S. 371–377.
[5] *Büchner, G.:* Verlängern von Lichtbögen mit Hilfe magnetischer Felder zum Unterbrechen von Wechselströmen. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 71–77.
[6] *Wegesin, H.:* Über die Schnellausschaltung von Gleichstrom mit einem neuartigen Magnetfeldschalter nach Marx, Diss. TH Braunschweig 1955.
[7] *Müller, L.:* Wanderungsvorgänge von kurzen Hochstromlichtbögen im eigenerregten Magnetfeld zwischen ruhenden Laufschienen und zwischen sich trennenden Kontaktstücken. Diss. TH Braunschweig 1957.
[8] *Menke H.:* Über die Fortbewegung elektrischer Lichtbögen auf Grund des ferromagnetisch verstärkten Eigenfeldes. Diss. TH Braunschweig 1957.
[9] *Kuhnert, E.:* Über die Lichtbogenwanderung im engen Isolierstoffspalt bei Strömen bis 200 kA. ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 401–404.
[10] *Angelopoulos, M.:* Über magnetisch schnell fortbewegte Gleichstrom-Lichtbögen. Diss. TH Braunschweig 1955.
[11] *Wegmann, F.:* Untersuchungen an Lichtbögen in neuartigen Löschkammern für Gleichstromschnellschalter. ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 289 bis 295.

Genaue Magnetfeldmessungen mit dem Kernresonanz-Magnetfeldmesser

DK 621.317.421.2

Die physikalischen Grundlagen der magnetischen Kernresonanz werden kurz dargelegt[1]). Mittels dieser läßt sich eine Magnetfeldmessung auf eine mit großer Genauigkeit durchführbare Frequenzmessung zurückführen. Wenn man einem Magnetfeld am Meßort ein kleines Modulationsfeld überlagert, das größer ist als die Linienbreite des Resonanzeffektes, dann wird die am Schwingkreis liegende Hochfrequenzspannung durch die Resonanzabsorption moduliert und kann nach Demodulation als niederfrequente Signalspannung weiter verstärkt werden. Der Übertragungs-Frequenzbereich läßt sich einengen; dadurch wird das Signalrauschverhältnis wesentlich verbessert. Da die Transitronschaltung nur einen frequenzbestimmenden Resonanzkreis hat, ist ein Durchstimmen über einen großen Frequenzbereich möglich.

Formen der Kernresonanzsignale bei verschiedenen Versuchsbedingungen werden gezeigt. Das Signalrauschverhältnis hängt von der Größe der zu messenden Feldstärke, dem Spulenvolumen und dem Spulenfüllfaktor ab. Die Breite des Kernresonanzsignals ist von der durch den Zusatz paramagnetischer Ionen festlegbaren Relaxationszeit abhängig und hat unter günstigen Verhältnissen für das Signalrauschverhältnis einen Wert von etwa 0,3 Oe.

1) Nach *Winterhoff, H.:* AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) S. 382–388; 9 B., 2 Taf., 8 Qu.

Der Aufbau des Kernresonanz-Magnetfeldmessers wird in einem Übersichtsschaltplan gezeigt. Zur Schwingungserzeugung und Messung der Resonanzabsorption wurde eine Transitronschaltung (Spindetektor) verwendet. Der Niederfrequenz-Verstärker hat eine Bandbreite von etwa 5 kHz und einen Gesamtverstärkungsfaktor von etwa $3 \cdot 10^4$. Die Signalspannung wird auf einer Oszillographenröhre angezeigt und kann außerdem auch vom Gerät abgenommen werden. Um eine Rückwirkung eines Frequenzmessers auf den Transitrongenerator zu vermeiden, hat man in das Gerät eine Pufferstufe eingebaut. Diese bewirkt eine Entkopplung zwischen ihrem Ausgang und Eingang. Für die Magnetfeld-Modulation werden auf Sonden angebrachte Modulationsspulen verwendet.

Zum Messen von Feldstärken zwischen 300 und 19 000 Oe benötigt man mehrere Meßsonden. Zwei verschiedene Ausführungsformen, Normalsonden und Miniatursonden, werden beschrieben. Bei einem Modulationshub, der etwa das Zehnfache der Linienbreite beträgt, und einem guten Signalrauschverhältnis (größer als 10), das im wesentlichen durch die Feldhomogenität und das Sondenvolumen bestimmt wird, ist eine Einstellgenauigkeit auf weniger als 0,03 Oe zu erzielen. Die absolute Meßunsicherheit liegt bei etwa $\pm 1 \cdot 10^{-5}$. Abschließend wird über ein Anwendungsbeispiel berichtet. *Hlk*

Zugkraftmessungen an Wechselstrommagneten für Luftschütze

Von **Helmut Friedrich**, Hanau*)

DK 531.781 : 621.318.3.025 : 621.316.53

Aufgabenstellung

Bei der Entwicklung von Luftschützen besteht eine der wichtigsten Aufgaben in der genauen Abstimmung der Kräfte des magnetischen Antriebs auf den Kraftbedarf des Gerätes. Ein großer Überschuß an Kräften führt zu frühem Verschleiß, während ein Mangel an Kraft die sichere Wirkungsweise des Schaltgerätes in Frage stellt.

Eine möglichst genaue Kenntnis der Zugkraftkurve, d. h. des Verlaufes der Zugkraft in Abhängigkeit vom Öffnungsweg des Magneten, bildet die Voraussetzung für die Anpassung an den Kraftbedarf. Rechnerisch läßt sich die Zugkraftkurve wohl angenähert bestimmen, aber keine der bekannten Formeln liefert Ergebnisse von ausreichender Genauigkeit, so daß die Kraftmessung am Magneten selbst immer noch das beste Verfahren zur Ermittlung der Zugkraftkennlinie darstellt. Erfahrungsgemäß bereitet nun aber die genaue Messung der Zugkraft an einem mit Wechselstrom erregten Magneten einige technische Schwierigkeiten, weil die pulsierende Kraft die Einhaltung eines konstanten Luftspaltes während der Messung erschwert. Dieses gilt vor allem für das allgemein übliche Verfahren der Zugkraftmessung mit Gewichten. Dieses Verfahren hat außerdem noch den Nachteil, daß es umständlich und zeitraubend ist.

Um diese Schwierigkeiten zu vermeiden und um die Untersuchung von Wechselstrommagneten rationeller abzuwickeln, hat man eine Meßeinrichtung entwickelt, mit der folgende Aufgaben gelöst werden können:

1. oszillographische Aufnahme der Zugkraftkurve,
2. Messung des zeitlichen Verlaufs der Zugkraft bei konstantem Luftspalt,
3. dynamische Zugkraftmessungen, z. B. beim Einschalten des vollständigen Schützes.

Über den Aufbau dieser Meßeinrichtung und die damit erzielten Ergebnisse wird in der vorliegenden Arbeit berichtet.

Meßeinrichtung

Der grundsätzliche Aufbau der Meßeinrichtung ist sehr einfach (Bild 1). Als Meßglied dient eine induktive Membran-Meßdose, die mit einer Trägerfrequenz von 50 kHz

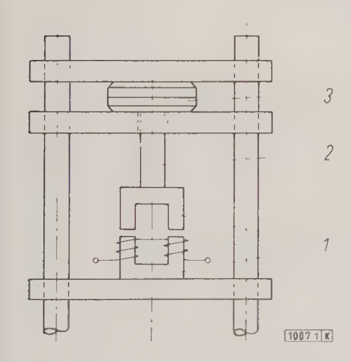


Bild 1. Meßvorrichtung in grundsätzlicher Darstellung.
1 Magnet
2 starre Verbindung
3 Meßdose

betrieben wird. Die Meßdose ist zwischen den beiden oberen Traversen eines kräftigen Rahmens eingespannt. Eine Hälfte des zu untersuchenden Magneten ist mit der Membrane starr verbunden. Die andere Magnethälfte ist zusammen mit der Magnetspule auf einem darunterliegenden Spanntisch befestigt. Die elastische Durchbiegung der Membrane ist der an ihr angreifenden Kraft proportional. Das System Meßdose—Magnet stellt somit einen einfachen elastischen Schwinger nach Bild 2 dar, der im stationären Zustand bei Wechselstromerregung erzwungene harmonische Schwingungen ausführt.

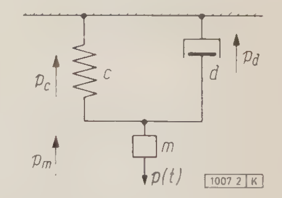
*) Dr.-Ing. *H. Friedrich* ist Leiter der Schaltgerätefabrik der Brown, Boveri & Cie AG, Werk Großauheim.

Im folgenden soll untersucht werden, welche Bedingungen dieses System erfüllen muß, damit einwandfreie Meßergebnisse erzielt werden. Die Differentialgleichung des Schwingers nach Bild 2 lautet:

$$my'' + dy' + cy = p\,(t)\,. \tag{1}$$

Hierin bedeuten y die elastische Durchbiegung der Membrane, c die Federkonstante der Membrane, d den Dämpfungskoeffizienten, m die Masse der oberen Magnethälfte einschließlich der Verbindung mit der Meßdose und $p\,(t)$ den Augenblickswert der Zugkraft des Magneten.

Bild 2. Prinzip des elastischen Schwingers, der aus Meßdose und Magnet besteht.



Bei konstantem Luftspalt s zwischen den Polflächen erhält man für die Kraft des Magneten bei Erregung mit sinusförmigem Wechselstrom mit Φ als Induktionsfluß und K als Umrechnungsfaktor den Ausdruck:

$$p(t) = K\,\Phi^2 \sin^2 \omega\, t = P_0 \cdot (1 - \cos 2\,\omega\, t)\,, \tag{2}$$

d. h. die Zugkraft besteht aus einer stationären Kraft P_0 und einer Wechselkraft $P_0 \cdot \cos 2\,\omega\, t$. Da die Schwingungsamplitude der Membrane sehr klein ist, hat sie praktisch keine Rückwirkung auf die Zugkraft bei der Messung, und man kann Gl. (2) als Ausdruck der erregenden Kraft in Gl. (1) einsetzen. Für den stationären Zustand lautet die Lösung der Gl. (1):

$$y(t) = y_0 \cos\,(2\,\omega\, t + \beta) + y_1\,. \tag{3}$$

In Gl. (3) bedeuten

$$y_0 = \frac{-P_0}{\sqrt{(c - 4\,\omega^2\, m)^2 + 4\,\omega^2\, d^2}} \tag{3a}$$

die Schwingungsamplitude der Membrane,

$$y_1 = \frac{P_0}{c} \tag{3b}$$

die Durchbiegung unter der Wirkung der stationären Kraft P_0 und

$$\beta = \arctan\left(\frac{-2\,\omega\, d}{c - 4\,\omega^2\, m}\right) \tag{3c}$$

den Phasenwinkel zwischen der erregenden Wechselkraft und der Schwingung der Membrane.

Die Messung wird um so genauer, je mehr sich die Amplitude cy_0 der an der Membrane angreifenden Wechselkraft der Amplitude der erregenden Kraft annähert, d. h. je mehr sich das Amplitudenverhältnis

$$V = \frac{c\, y_0}{-P_0} = \frac{c}{\sqrt{(c - 4\,\omega^2\, m)^2 + 4\,\omega^2\, d^2}} \tag{4}$$

dem Wert 1 nähert.

Das Amplitudenverhältnis V läßt sich auch in der Form

$$V = \frac{1}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + \dfrac{d^2\, \eta^2}{m\, c}}} \tag{4a}$$

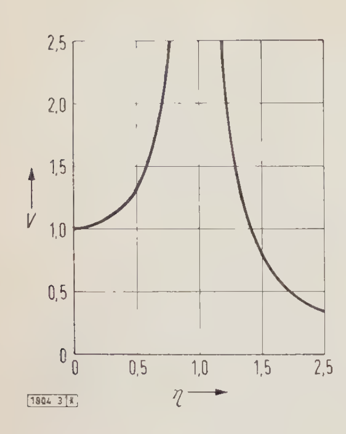


Bild 3. Amplitudenverhältnis V, abhängig vom Frequenzverhältnis η bei einem Dämpfungskoeffizienten $d = 0$.

schreiben. Hierin bedeutet $\eta = 2\omega/\nu_0$ das Verhältnis der Erregerfrequenz zur Eigenkreisfrequenz des Systems, die sich ohne Dämpfungskraft ergäbe. Es ist

$$\nu_0 = \sqrt{\frac{c}{m}}. \tag{5}$$

Bei dynamischen Messungen ist bisweilen auch eine phasengetreue Wiedergabe erwünscht, und zu diesem Zweck sollte der Phasenverschiebungswinkel β möglichst klein sein. Aus Gl. (3 c) ist ersichtlich, daß der Winkel um so kleiner wird je geringer die Dämpfung ist.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die genauesten Messungen mit einem hochabgestimmten System erzielt werden, dessen Eigenfrequenz ein Vielfaches der Erregerfrequenz beträgt. Das bedeutet also, daß die Membrane der Meßdose im Verhältnis zur daran befestigten Masse sehr steif sein muß. Wie aus Bild 3 ersichtlich ist, könnten theoretisch auch mit einem tief abgestimmten Meßsystem ($\eta > 1$) bei Einhaltung eines bestimmten Frequenzverhältnisses genaue Messungen gemacht werden. Lästig wäre dabei jedoch die Notwendigkeit, bei jedem Wechsel des Meßobjektes erneut eine Abstimmung der Masse auf die Federkonstante der Meßdose vornehmen zu müssen. Der Phasenfehler ist bei Membranmeßdosen wegen der äußerst geringen Dämpfung im Bereich $\eta < 1$ verschwindend klein.

Bild 4a zeigt die vollständige Meßeinrichtung. Zwischen den beiden oberen feststehenden Traversen ist die Meßdose zu sehen. An ihrer Membrane ist die eine Hälfte des zu untersuchenden Magneten mittels eines Verbindungsstückes aus Leichtmetall befestigt. Die andere Magnethälfte mit der Magnetspule ist auf dem beweglichen Spanntisch festgeschraubt, der mittels eines Stellmotors auf- und abgefahren werden kann.

Die Meßeinrichtung hat folgende Kenngrößen:

Federkonstante der Meßdose $c = 1{,}96 \cdot 10^{10}$ dyn/cm,
Masse des Meßobjektes einschließlich der Verbindung mit der Meßdose $m = 1000$ g,
Dämpfungskoeffizient (experimentell ermittelt) $d = 900$ g/s,
Eigenfrequenz des Systems $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{c}{m}} = 710$ Hz,
bei einem Frequenzverhältnis $\eta = 0{,}14$
ist das Amplitudenverhältnis $V = 1{,}02$,
Phasenverschiebungswinkel $\beta = 0{,}09'$.

Versuchsergebnisse

Aufnahme von Zugkraftkurven

Die oszillographische Aufnahme von Zugkraftkurven ist mit der beschriebenen Einrichtung verhältnismäßig schnell und einfach durchzuführen. Nach Einschaltung des Oszillographen werden die Magnethälften bei konstanter Spulenspannung mit einer Geschwindigkeit von rd. 1 mm/s auseinandergefahren, und außer der Kraft wird auch eine Wegmarke registriert. Zum Antrieb wird ein Gleichstrom-Nebenschlußmotor verwendet, der über eine Magnetkupplung auf das Schneckengetriebe der Verstelleinrichtung arbeitet. Der Motor läuft bereits vor der Aufnahme mit voller Drehzahl. Bei Beginn der Aufnahme wird die Kupplung eingeschaltet. Hierdurch wird von Anfang an eine praktisch konstante Verstellgeschwindigkeit erzielt. Als Wegmarkengeber dient ein auf dem Schneckenrad befestigter Ring mit Kontaktsegmenten, über die ein Schleifkontakt gleitet. Diese Einrichtung gibt je 0,5 mm Weg einen Impuls auf die Wegmarkenschleife des Oszillographen.

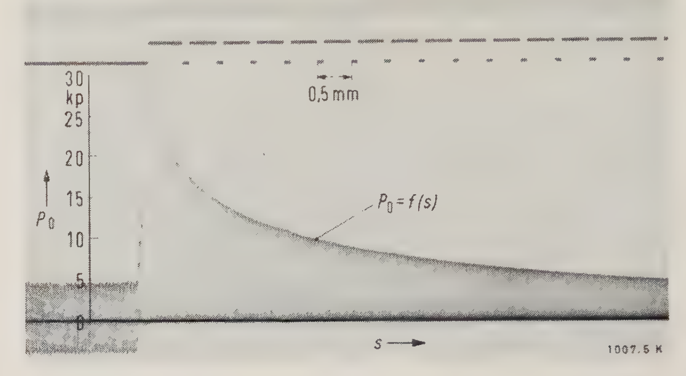
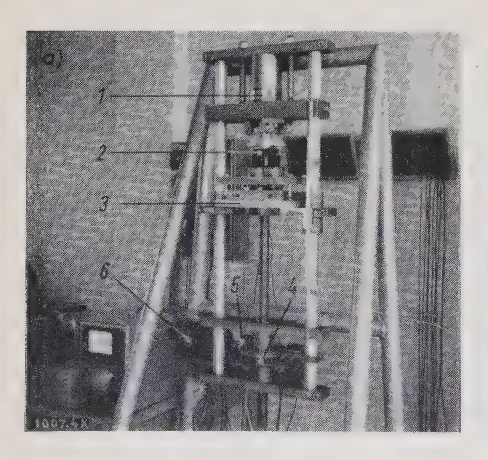


Bild 5. Oszillogramm der Zugkraft P_0 des Magneten eines 100-A-Schützes, ohne Kurzschlußringe aufgenommen. Auf dem Maßstab ist der arithmetische Mittelwert der Kraft angegeben.

In Bild 5 ist eine Zugkraftkurve wiedergegeben, die auf diese Weise aufgenommen wurde. Zu Beginn der Messung berühren die Magnethälften einander, und die Meßdose zeigt nicht die volle Kraft an. Mit zunehmendem Luftspalt wachsen die Schwingungsamplituden, und wenn ein gewisser Mindestluftspalt erreicht ist, der im vorliegenden Fall weniger als 0,1 mm beträgt, schwingt die Membrane frei mit voller Amplitude. Die Hüllkurve der oszillographierten Schwingung gibt den Höchstwert der Kraft als Funktion des Luftspaltes s zwischen den Polen des Magneten wieder. Da der arithmetische Mittelwert P_0 gleich



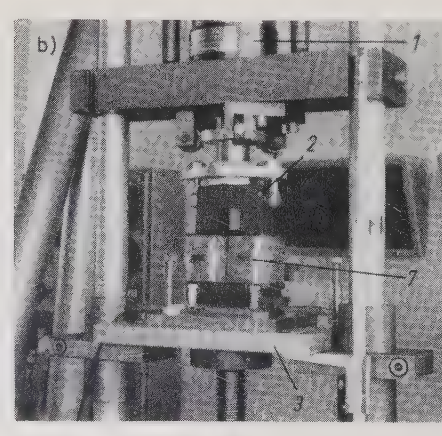


Bild 4. Meßeinrichtung und Prüfling.

a) vollständige Meßeinrichtung,
b) untersuchtes Magnetsystem in der Meßeinrichtung.

1 Meßdose
2 mit der Meßdose verbundene Magnethälfte
3 Spanntisch
4 Schneckenrad mit Wegmarkengeber
5 Magnetkupplung
6 Motor
7 Beobachtungsschlitze im Spulenkörper

dem halben Höchstwert der Kraft ist, stellt die Hüllkurve unter Verwendung eines anderen Maßstabes zugleich die gewünschte Zugkraftkurve $P_0 = f(s)$ dar. Bei Luftspalten unter 0,1 mm macht sich die Wirkung der Kurzschlußringe bemerkbar. Die Zugkraft geht dann nicht mehr gemäß Gl. (2) in jeder Periode auf den Wert Null zurück, und der Mittelwert ist etwas größer als der halbe Höchstwert der Kraft.

Die Kurve in Bild 5 wurde ohne Kurzschlußringe aufgenommen, und die Minima der Kraft liegen in keinem Wegpunkt über der Nullinie. Bild 6a und b zeigt den Einfluß der Kurzschlußringe. Die Minima liegen hier bei Luftspalten von weniger als 0,1 mm etwas über der Nullinie, wobei berücksichtigt werden muß, daß die dazugehörigen Maxima wegen der Berührung der Polflächen bei extrem kleinen Luftspalten zu niedrig gemessen werden. Bild 6b wurde mit vergrößertem Wegmaßstab aufgenommen, damit die einzelnen Schwingungsamplituden besser sichtbar sind.

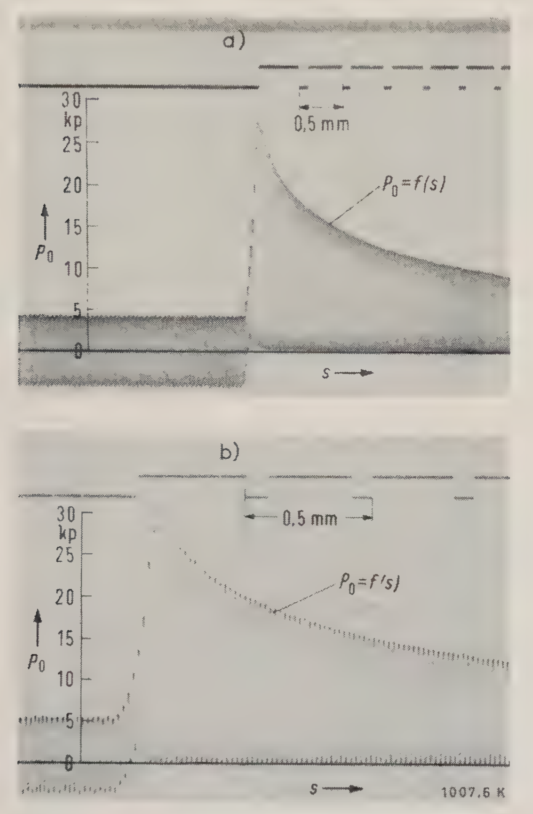


Bild 6. Oszillogramm der Zugkraft P_0 des Magneten eines 100-A-Schützes, jedoch mit Kurzschlußringen aufgenommen.
a) bei kleinem Maßstab des Weges s,
b) bei vergrößertem Maßstab von s.

Von besonderem Interesse ist der Vergleich der oszillographisch aufgenommenen Meßwerte mit denen, die nach der herkömmlichen Methode mit Gewichten bestimmt wurden. In Bild 7 sind die Werte einander gegenübergestellt. Sie gelten für den Magneten, dessen oszillographierte Zugkraftkurve in Bild 5 dargestellt ist. Es handelt sich um einen U-förmigen Magneten mit Polflächen von 6,5 cm² und mit einer Induktion von rd. 9500 G im geschlossenen Zustand.

Bei der Messung mit Gewichten wurde jeweils der Luftspalt bestimmt, bei dem der Magnet gerade noch in der Lage war, das angehängte Gewicht anzuheben. Auf die Tatsache, daß dieses Verfahren zu große Zugkräfte vortäuscht, ist schon von *Franken* hingewiesen worden [1]. Der Grund liegt darin, daß der eingestellte Luftspalt während der Messung nicht konstant bleibt, sondern sich verkleinert, sobald der Augenblickswert der Kraft größer als das angehängte Gewicht wird. Gemessen wird also bei einem Luftspalt, der im Mittel kleiner ist als der eingestellte Luftspalt. Mißt man beim Luftspalt Null die Abreißkraft mit Gewichten, so ergibt sich anderseits ein zu geringer Wert, weil der Luftspalt während der Messung im Mittel größer als Null ist.

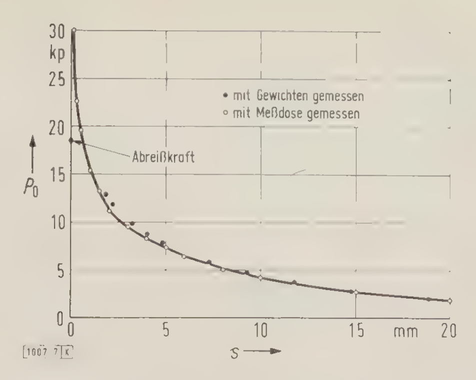


Bild 7. Zugkraftkurve des Magneten eines 100-A-Schützes mit den Meßwerten aus den Messungen mit Gewichten einerseits und mit einer Meßdose anderseits.

Auf Grund dieser Überlegungen war also eine gewisse Abweichung der mit Gewichten ermittelten Werte vom arithmetischen Mittelwert zu erwarten. Sie ist bei der Messung der Anzugskraft verhältnismäßig gering und beträgt bei einem Luftspalt von 2 mm rd. + 9 % vom Istwert. Mit wachsendem Luftspalt verringert sich die Abweichung noch weiter. Das ist verständlich, denn mit größer werdendem Luftspalt verläuft die Zugkraftkurve flacher, und eine geringfügige Verkleinerung des Luftspaltes bei der Messung verändert die Zugkraft nur wenig. Die Abweichung vom arithmetischen Mittelwert beim Messen der Abreißkraft ist groß und beträgt mehr als + 40 % vom Istwert. Es muß noch berücksichtigt werden, daß der hier als Istwert zugrunde gelegte arithmetische Mittelwert mit der Meßdose gemessen wurde und theoretisch mit einem Fehler von + 2 % behaftet ist, entsprechend einem Amplitudenverhältnis $V = 1{,}02$.

Messungen bei konstantem Luftspalt zwischen den Polen

Um den Grenzwert des Luftspaltes zu bestimmen, bei dessen Überschreitung die Kurzschlußringe keinen meßbaren Beitrag zur Kraft mehr liefern, hat man die Untersuchungen bei festgestelltem Spanntisch fortgesetzt. Nur auf diese Weise war die genaue Einstellung eines sehr kleinen Luftspaltes möglich. Die Magnetspulen waren zur Kontrolle des Luftspaltes mit schlitzförmigen Öffnungen versehen worden, durch die eine Lehre ins Innere eingeführt werden konnte (Bild 4b).

Die Meßergebnisse sind in Bild 8 und 9 wiedergegeben. Während die Minima der Kraft bei einem Luftspalt von 0,08 mm noch 1,5 kp betragen, liegen sie bei 0,2 mm Luftspalt genau auf der Nullinie. Die gesuchte Grenze wird etwa bei 0,1 mm erreicht. Die Werte wurden an dem U-förmigen Magneten gemessen, dessen Zugkraftkurve in Bild 7 gezeigt ist.

Bei der quantitativen Auswertung der Meßergebnisse kann die elastische Durchbiegung der Membrane gegenüber dem eingestellten Luftspalt nicht mehr vernachlässigt wer-

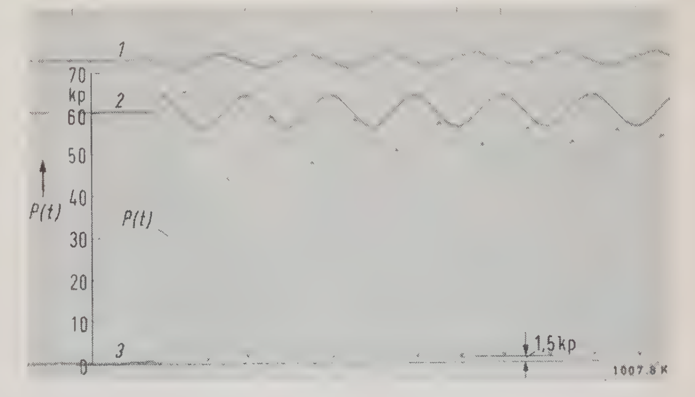


Bild 8. Zeitlicher Verlauf des Spulenstromes (Kurve 1), der Spulenspannung (Kurve 2) und der Zugkraft (Kurve 3) eines Magneten für einen 100-A-Schütz beim Einschaltvorgang (Luftspaltbreite $s \approx 0{,}08$ mm).

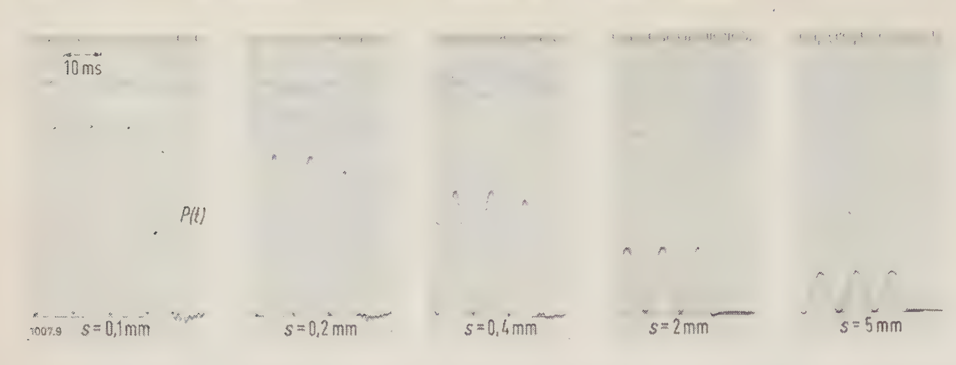


Bild 9. Zeitlicher Verlauf des Spulenstromes (obere Kurve), der Spulenspannung (mittlere Kurve) und der Zugkraft (untere Kurve) eines Magneten für einen 100-A-Schütz beim Ausschaltvorgang und bei verschiedenen Luftspaltbreiten s.

den. Beträgt der Luftspalt im unerregten Zustand z. B. 0,08 mm, so ergibt sich eine Spitzenkraft von rd. 60 kp und damit eine maximale Durchbiegung von 0,03 mm. Der Luftspalt hat also theoretisch im Kraftmaximum den Wert 0,05 mm und im Minimum den Wert 0,08 mm. Da jedoch auch noch die elastische Verformung des Rahmens der Meßeinrichtung berücksichtigt werden muß, liegt der Luftspalt im Kraftmaximum noch etwas unter 0,05 mm.

Messungen der dynamischen Zugkraft

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich im wesentlichen auf den stationären Zustand, und die Kraft wurde als

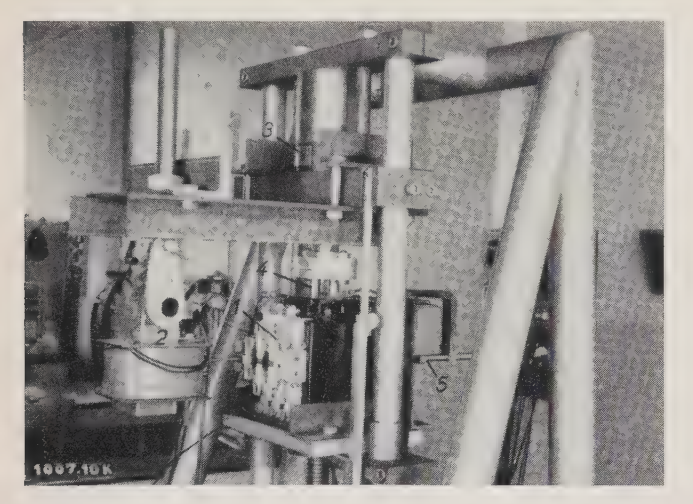


Bild 10. Versuchsanlage für Messungen der dynamischen Zugkraft an vollständigen Schützen.

1 untersuchtes Schaltgerät
2 Geschwindigkeitsaufnehmer
3 Meßdose
4 Verbindung zwischen Meßdose und Magnetsystem
5 Wegaufnehmer

Wegfunktion $P_0(s)$ oder als Zeitfunktion $p(t)$ gemessen. Der Luftspalt wurde bei den Messungen entweder sehr langsam verändert oder konstant gehalten. Um nun festzustellen, wie weit die Zugkraft von den statisch gemessenen Werten abweicht, wenn sich der Magnet beim Einschalten unter dem Einfluß seiner eigenen Kraft bewegt, wurden Messungen am vollständigen Schaltgerät vorgenommen. Der Versuchsaufbau ist aus Bild 10 zu ersehen.

Das Gerät wird auf dem Spanntisch der Meßeinrichtung, der während der Messung nicht bewegt wird, festgeschraubt. Der obere feststehende Teil des Magneten wird mitsamt dem Spulenkörper aus der Befestigung im Gehäuse gelöst, und beide Teile werden über ein starres Gestänge mit der Meßdose verbunden, wobei darauf geachtet wird, daß sie ihre Lage relativ zum Gerät unverändert beibehalten, das Gerät jedoch an keiner Stelle berühren, damit die Schwingungen der Membrane nicht beeinflußt werden.

Die Versuchsanordnung unterscheidet sich von dem Aufbau in Bild 1 dadurch, daß das Magnetsystem um 180° gedreht ist. Außer der Zugkraft werden Weg und Geschwindigkeit gemessen. Die induktiven Meßvorrichtungen für die beiden letzteren Größen sind am Kontaktträger befestigt, weil der Magnet selbst nicht zugänglich ist. Die Bewegung des Kontaktträgers verläuft senkrecht zu der des Magneten, und seine Geschwindigkeit ist halb so groß wie die Geschwindigkeit des Magneten. Im Gerät ist das gleiche Magnetsystem eingebaut, an welchem die in dem vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Messungen durchgeführt wurden. Der Hub des Magneten beträgt 20 mm, der Luftspalt bei Berührung der Kontakte rd. 7 mm.

Mit dieser Versuchsanordnung wurde der Einschaltvorgang des Geräts oszillographisch aufgenommen. Die Ergebnisse sind in Bild 11 wiedergegeben. Die Phasenlage ωt der Spulenspannung im Einschaltaugenblick wurde variiert, damit der Einfluß des von der Phasenlage abhängigen Ausgleichstromes auf den Einschaltverzug t_E und auf den Bewegungsvorgang ermittelt werden kann. Obwohl der Ausgleichstrom wegen des verhältnismäßig hohen Spulenwiderstandes von 52 Ω rasch abklingt, wirkt sich sein Einfluß doch auf die erste Halbwelle der Zugkraft aus, wie ein Vergleich von Bild 11 a mit 11 c deutlich zeigt.

Von Interesse ist weiterhin die Frage, ob gegebenenfalls eine durch die Bewegung des Magneten hervorgerufene EMK bei höheren Magnetgeschwindigkeiten einen wesentlichen Einfluß auf die Zugkraft ausübt. Zu diesem Zweck wurden die Maxima der registrierten dynamischen Zugkraft bei einer größeren Anzahl von Oszillogrammen gemessen. Die Hälfte des Meßwertes, der wegen der Abweichung der dynamischen Kraftschwingung von der Sinusform nur angenähert dem arithmetischen Mittelwert entspricht, wurde

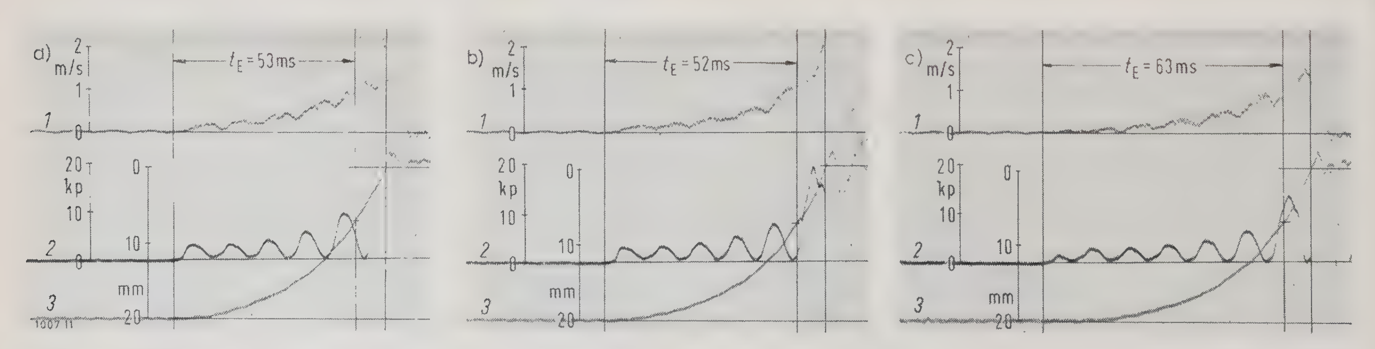


Bild 11. Zeitlich abhängiger Verlauf der Geschwindigkeit des Magneten (Kurve 1), der Zugkraft (Kurve 2) und des Luftspaltes (Kurve 3) beim Einschaltvorgang eines 100-A-Schützes beim Einschalten zu verschiedenen Phasenlagen ωt der Spannung.

a) $\omega t = 0$ b) $\omega t = 45°$ c) $\omega t = 90°$ (Spannungsmaximum)

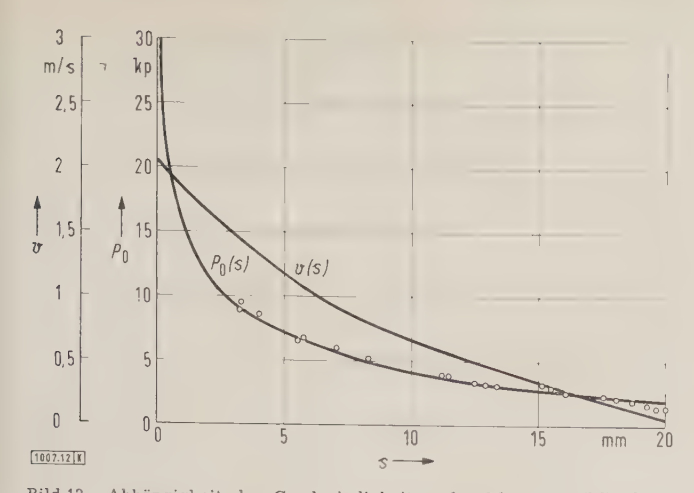


Bild 12. Abhängigkeit der Geschwindigkeit v des Magneten (Mittelwert) und der dynamischen Zugkraft P_0 vom Luftspalt s. Zum Vergleich ist die in Bild 7 dargestellte Kurve für die statische Zugkraft $P_0(s)$ eingezeichnet. o halber Betrag der Höchstwerte der dynamischen Kräfte.

in das Zugkraftdiagramm in Bild 12 eingetragen. Diese Art der Auswertung ergibt bei Luftspalten zwischen 3 und 20 mm nur geringe Abweichungen der gemessenen Spitzenwerte der dynamischen Kraft von den gemessenen statischen Werten.

Die Abweichungen liegen durchaus im Rahmen der Meßgenauigkeit. Diese ist bei der Messung der dynamischen Kräfte geringer als bei derjenigen der statischen, weil noch der Fehler in der Wegmessung hinzukommt, der vor allem durch das Lagerspiel im Übertragungsgestänge zwischen Magnet und Kontaktträger hervorgerufen wird. Bei Luftspalten unter 3 mm ist die Abweichung des Zugkraftverlaufes von der Sinusform so groß, daß eine Auswertung durch Messung der Kraftmaxima nicht mehr sinnvoll scheint. Auch eine Bestimmung des arithmetischen Mittels durch Planimetrieren der Fläche unter der Kraftkurve führt nicht zum Ziel, da die Ergebnisse je nach Phasenlage der Kraft im Augenblick des Zusammenschlagens der Polflächen sehr unterschiedlich ausfallen.

Zusammenfassung

Mit einer neuen Meßeinrichtung wurde die statische Zugkraftkurve eines Wechselstrommagneten oszillographisch aufgezeichnet und mit den Ergebnissen verglichen, die nach der herkömmlichen Methode durch Anhängen von Gewichten bestimmt wurden. Es zeigte sich, daß letzteres Verfahren bei kleinen Luftspalten zu erheblichen Fehlmessungen führt. Im Bereich sehr kleiner Luftspalte wurde die Wirkung der Kurzschlußringe untersucht und dabei festgestellt, daß ihr Einfluß bei Luftspalten unter 0,1 mm meßtechnisch nachweisbar ist. An einem Schütz wurde die dynamische Zugkraftkurve ermittelt, eine Abweichung von der statischen Kurve konnte meßtechnisch nicht nachgewiesen werden.

Schrifttum

[1] *Franken, H.:* Schütze und Schützensteuerungen. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1959, S. 80–83.
[2] *Loh, O.:* Kraft-, Weg- und Geschwindigkeitsmessungen an einem Schütz. Elektrotechn. u. Masch.-Bau Bd. 77 (1960) S. 149–154 u. 170 bis 173.
[3] *Erk, A.:* Über die Bemessung und Ausbildung von Gleichstrommagneten für Schütze. ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 361 365.

Grundlagen des AEI-Systems für die stufenlose numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen

Von **D. J. Mynall**, Leicester*)

DK 621.9-523

Ziel der Entwicklung

Das Ziel der Entwicklung war, eine automatische stufenlose Steuerung in drei Koordinaten nach gespeicherten Daten zu schaffen. Dabei wurde für wesentlich gehalten, daß z. B. der Radius des Fräsers gleich dem Abstand des Fräsermittelpunktes von der Werkstückoberfläche bereits in den gespeicherten Daten enthalten ist. So werden die geforderten Bewegungen bereits im Datenspeicher hinsichtlich der Genauigkeit sicher fixiert. Das bedeutet, daß entweder der Durchmesser des verwendeten Fräsers ständig mit höchster Genauigkeit einen „Nennwert" einhalten muß, oder daß in der Maschinensteuerung eine Einrichtung zur Berücksichtigung der Werkzeugabnutzung vorgesehen wird.

Letztes wurde hauptsächlich wegen der Möglichkeit gewählt, ohne Vergrößerung des Aufwandes beliebig viele Bearbeitungsgänge mit einer einzigen Datenspeicherung ausführen zu können. Die „Korrektur" am Anfang täuscht gewissermaßen ein Übermaß des Werkzeugdurchmessers vor. Die Toleranz der Positionsmessung wurde zu 2,5 µm festgelegt. Die Oberflächenrauhigkeit (Rauhtiefe) bleibt dann stets unter 12,5 µm, wenn alle Fehler der Werkzeugmaschine und der Vorschubantriebe berücksichtigt werden. Die Oberflächenrauhigkeit ist abhängig von der Güte der Maschine, der Größe der Vorschubgeschwindigkeiten und den Beschleunigungen, die bei der Festlegung des Arbeitsganges gefordert werden.

Überlegungen zur Datenspeicherung

Das am wenigsten aufwendige Verfahren der Speicherung von Signalen für die Steuerung von Werkzeugmaschinen ist die Schrittsteuerung. Hierbei werden Befehle gespeichert, die der jeweils gewünschten negativen oder positiven Änderung der Position entsprechen. In der Praxis ist dies jedoch nachteilig, da die folgende Information keine Korrektur oder Anzeige eines Fehlers liefert, falls wegen einer elektrischen oder mechanischen Störung im System vorher schon eine fehlerhafte Position eingenommen wurde. Man könnte eine Schaltung vorsehen, die eine Abweichung zwischen einem Befehl und dessen Ausführung zum Zeitpunkt ihrer Entstehung anzeigt. Es ist jedoch nicht erwünscht, daß eine solche Anzeige die Maschine jedesmal abschaltet, wenn z. B. die Lageänderung zu groß oder zu klein ist. Außerdem kann die Arbeit nach einer beliebigen Betriebsunterbrechung immer erst dann wieder aufgenommen werden, wenn die gegenseitigen Positionen von Werkzeug und Werkstück auf nichtautomatischem Wege mit großer Genauigkeit wieder eingestellt wurden (z. B. von Hand). Schließlich erfordert die Datenspeicherung der Soll-Positionen sämtlicher Maschinenbewegungen eine sehr große Menge gespeicherter Informationen, wenn die oben beschriebenen Nachteile nicht auftreten sollen.

Das nachstehend beschriebene Verfahren für die Speicherung zielt darauf ab, die obenerwähnten Vorteile möglichst beizubehalten und ihre Nachteile zu vermeiden.

Positionsdatenverarbeitung für einen kleinen Bereich

Man denke sich für jede der Vorschubbewegungen einen Maßstab mit Skalenteilung entsprechend der kleinsten Positionsänderung, die noch erfaßt werden soll, wobei die einzelnen Teilungsintervalle in einem binären Zahlensystem bezeichnet sind. Nun streiche man alle außer den „n" letzten Binärstellen der Zahlen aus. Dann bleibt eine Zahlenfolge übrig, die in Schritten mit der Größe 1 von 0 bis 2^{n-1} fort-

*) *D. J. Mynall,* B. Sc., M.I.E.E., ist Mitarbeiter der Associated Electrical Industries Ltd., Electronic Apparatus Division, Leicester (England). Das AEI-System ist ein Steuerungssystem der Associated Electrical Industries Ltd.

schreitet und sich dann während jeder folgenden Gruppe von 2^n Teilungen wiederholt. Nun nehme man an, daß zwei Wechselspannungen durch diese verkürzten Positionszahlen derart gesteuert werden, daß die Spannungen die Amplituden $E \cdot \cos(2N/2^n)$ bzw. $E \sin(2N/2^n)$ haben, wobei N irgendein bestimmter Wert der verkürzten Positionszahl ist. Sie ähneln sich in der Kurvenform, unterscheiden sich aber im allgemeinen entweder in der Amplitude oder im Vorzeichen oder in beiden.

Es sei weiterhin angenommen, daß diese Spannungen jeweils an den um 90 °el gegeneinander versetzten Ständerwicklungen eines Resolvers[1]) liegen und daß ein Servo-System den Läufer des Empfangs-Resolvers in der Weise dreht, daß sich die Spannung Null in der Läuferwicklung einstellt (Stellungsgleichheit). Infolge der mechanischen Kupplung des Resolvers mit der zu steuernden linearen Bewegung wird diese direkt zu der Meßskala und den eingegebenen Zahlen in Beziehung gesetzt, und zwar derart, daß einer Umdrehung des Resolvers eine lineare Bewegung von 2^n Positionsschritten entspricht. Weiterhin ergibt sich aus einer nicht notwendigerweise geordnet aufeinanderfolgenden Reihe von eingegebenen Zahlen, die in gleichen Zeitintervallen angeboten werden, eine lineare Bewegung auch dann, wenn sich dies über viele Zyklen der Eingangszahlenskala erstrecken sollte (entspricht ebenso vielen Umdrehungen des Synchros[2])). Hierbei ist vorausgesetzt, daß die Abweichung zwischen der befohlenen und der tatsächlichen Position stets kleiner als 2^{n-1} ist, d. h. weniger als eine halbe Umdrehung des Synchros. Tatsächlich ermöglicht dieses Verfahren der Speicherung einen kleinen Bereich, in dem die Position absolut bestimmt werden kann, wobei dieser kleine Bereich stets in der Umgebung der augenblicklichen Position liegt (Feinbereich).

Bemerkenswert ist, daß so nicht nur die Anforderungen an die Speichereinrichtung vermindert werden (Vermeidung überzähliger Informationen), sondern auch die Neueinstellung von Werkzeug und Werkstück nach absichtlicher oder unabsichtlicher Unterbrechung eines Bearbeitungsprogramms relativ leicht vonstatten geht. Die einzige Forderung ist nur, daß bei der Neueinstellung eine Position erreicht wird, die sicher innerhalb der Grenzen des Feinbereiches der Positionsmessung liegt, worauf sich nach Wiederaufnahme der Bearbeitung die Einstellung auf volle Genauigkeit innerhalb der Grenzen des Feinbereichs automatisch vollzieht.

Praktische Anwendung des Prinzips

Die Anwendung des beschriebenen Prinzips hängt einmal von der Möglichkeit der Konstruktion eines genauen und elektrisch stabilen Digital-Analog-Wandlers, zum anderen von der Erzielung einer genügend genauen Beziehung zwischen der gesteuerten linearen Bewegung und der durch die Drehbewegung eines Synchros erzeugten Spannung oder eines Gerätes mit ähnlichen periodischen Kenngrößen ab.

Zum Erzielen eines ausreichenden Feinbereiches ist es wünschenswert, daß die Länge eines Zyklus auf der Positionsskala eine beträchtliche Anzahl von kleinsten Positionseinheiten enthält. Man fand, daß ein Zyklus von etwa 2,5 mm passend ist; bei einer kleinsten Positionseinheit von 2,5 µm wurden 2^{10} Teilungen für eine Periode gewählt; dadurch ergab sich eine Länge von 0,1024″ = 2,6 mm für einen Zyklus. Die Daten werden auf Magnetband aufgezeichnet, das eine Reihe von binären Zahlen für jede Koordinate enthält, die den Positionen auf dem gewünschten Wege nach gleichen Zeitintervallen entsprechen. Die Intervalle zwischen aufeinanderfolgenden Positionen müssen wegen der diskreten Natur der Information, die die Tiefpaßcharakteristik des Vorschub-Servosystems zu verarbeiten hat, genügend kurz sein. Weitere Schaltinformationen werden, wie später beschrieben wird, ebenfalls aufgezeichnet.

Zunächst wurde eine Periode entsprechend einer Zeitdauer von 16 ms unter den vorhandenen Bedingungen gewählt; sie könnte jedoch, falls nötig, verkleinert werden. Daraus ergibt sich eine obere Grenzfrequenz von rd. 30 Hz und demzufolge eine ausnutzbare Bandbreite von Null bis zu einigen Hertz.

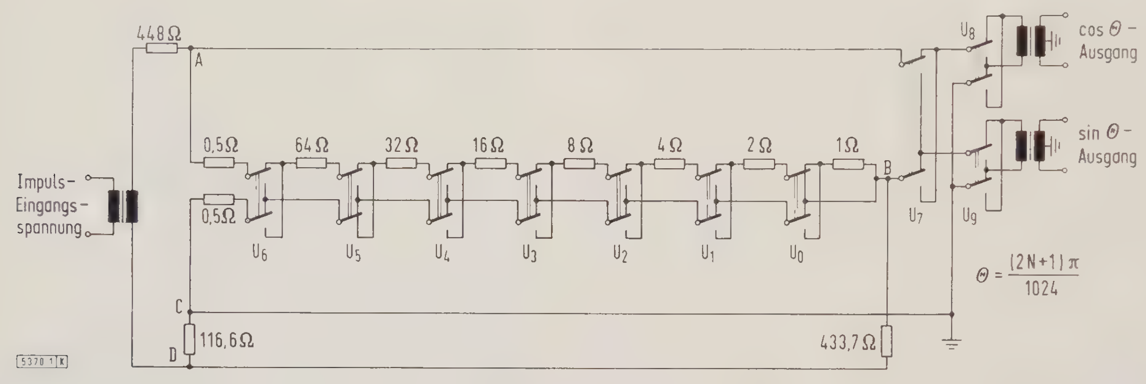


Bild 1. Digital-Analog-Wandler mit digitalem Eingang für N-Bereiche von Null bis 1023 in zyklisch fortschreitender (Gray-)Codierung. Schalterstellung für $N = 0$.

Die binäre Zahlenspeicherung wurde gewählt, weil sie die Eigenschaften des Speichers gut ausnutzt. Sie wurde so eingerichtet, daß eine einfache Korrektur der Zahlenwerte für den Werkzeugdurchmesser möglich ist, und das Ergebnis der Korrektur leicht für den Digital-Analog-Wandler verwendet werden kann.

Digital-Analog-Wandler

Die Wirkungsweise der Digital-Analog-Wandlerschaltung nach Bild 1 ist folgende: Jeder der zehn zweipoligen Wechselkontakte[3]) (U_0 bis U_9) wird durch ein Relais von einer Ziffer der eingegebenen Zahl betätigt, wenn diese in dem zyklisch progressiven Code nach *Gray* ausgedrückt wird. Eine Verschlüsselung in diesem Code ist nicht notwendig, sie ermöglicht aber eine wirtschaftlichere Auslegung des Digital-Analog-Wandlers, was den zusätzlichen Aufwand für einen Verschlüsseler mehr als ausgleicht. Der doppelpolige Umschalter U_0 wird von der Binärziffer mit dem niedrigsten Exponenten (2^0) gesteuert, die anderen Umschalter von den entsprechenden Exponenten und der Umschalter U_9 von der Binärziffer mit dem höchsten Exponenten (2^9).

In Bild 1 liegen die Widerstände mit den Werten 0,5 Ω, 1 Ω, 2 Ω ··· 64 Ω immer in Reihe zwischen den Punkten A und C. Die zwei 0,5-Ω-Widerstände sind ebenfalls zwischen denselben Punkten mit den vorhergehenden Widerständen

[1]) Ein Resolver ist ein Drehmelder, der als Geber und Empfänger eingesetzt werden kann.

[2]) Ein Synchros ist ein Fernübertrager, bei dem der Empfänger die gleiche synchrone Drehbewegung macht wie der Geber.

[3]) Der Index der Umschalter ist dem Exponenten des binären Systems gleichwertig.

in Reihe. Der gesamte Reihenwiderstand ist 128 Ω. Gemäß der Eingangsziffer können alle die Widerstände von 1 bis 64 Ω so geschaltet werden, daß sie entweder zwischen den Punkten A und B oder zwischen B und C liegen. Dadurch entsteht ein digital gesteuertes Potentiometer mit den Endpunkten A und C; die Stellung der Anzapfung B ist abhängig von der Eingangszahl. Es läßt sich leicht erreichen, daß der Widerstand direkt zwischen den Punkten B und C schrittweise um je 1 Ω von 0,5 bis 127,5 Ω wächst, wenn die Eingangszahl von 0 bis 127 immer um Eins zunimmt. Mit anderen Worten, der Punkt B „gleitet" in gleich großen Schritten aus der Nähe des Potentials von C in die Nähe des Potentiales von A. Während dieses Ablaufes bleiben die Umschalter U_7 bis U_9 in der eingezeichneten Stellung, so daß die Spannung zwischen den Punkten A, C an den cos-Ausgang und die Spannung zwischen den Punkten B, C am sin-Ausgang zu liegen kommt. Würde der Widerstand 433,7 Ω zwischen den Punkten B und D entfernt, so wäre das Verhältnis der Spannung am sin-Ausgang zur Spannung am cos-Ausgang linear. Die Größe der Widerstände ist in der Schaltung (Bild 1) so bestimmt worden, daß der Verlauf des schon erwähnten Verhältnisses der beiden Ausgangsspannungen sich so nahe wie möglich der Funktion $\tan \frac{2N+1}{1024}$ nähert. Die Güte dieser Annäherung ist unabhängig vom Wert des 448-Ω-Widerstandes, dessen Zweck lediglich darin besteht, die Spannungen der beiden Ausgänge den Funktionen $\sin \Theta$ und $\cos \Theta$ mehr anzupassen, als dies der Fall ohne den Widerstand wäre. Bisher wurde die Funktion der Schaltung lediglich für den Eingangsbereich $N = 0$ bis $N = 127$ beschrieben. Beim nächsten Schritt ($N = 128 = 2^7$) wird der Umschalter U_7 betätigt und vertauscht die Anschlüsse der beiden Ausgangsübertrager zwischen den Punkten A und B. Alle anderen Umschalter U_0 bis U_6 bleiben in ihrer bisherigen Stellung. Genau dies ist notwendig, um Θ in einem Schritt zu erhalten. Der Quotient aus den beiden Ausgangsspannungen, der vor der Umschaltung etwas kleiner als 1 war, wird jetzt etwas größer als 1. Man kann somit leicht erreichen, daß ein richtiges Arbeiten während des gesamten Zyklus von 1024 verschiedenen Eingangszahlen gewährleistet ist, wenn die Vorzeichenumkehr durch die beiden Umschalter U_8 und U_9 gesteuert wird. Somit findet auf diesem Wege die gewünschte Digital-Analog-Umwandlung statt. Bei der Schaltung nach Bild 1 und bei einem Zyklus von 2,6 mm liegt der systematische Fehler der Positionierung, verursacht durch die Annäherung einer trigonometrischen Funktion N an eine rationale algebraische Funktion, innerhalb der Grenzen von $\pm 0{,}1$ µm und ist vernachlässigbar klein. In der Praxis ist der Übergangswiderstand der Relaiskontakte nicht ganz zu vernachlässigen. Er kann aber durch eine Verkleinerung der 0,5 Ω betragenden Widerstände kompensiert werden.

Abweichungen der Übergangswiderstände nach der ersten Einstellung der Schalter können einen gewissen zyklischen Fehler hervorrufen. Die Erfahrung hat jedoch gezeigt, daß dieser Einfluß gering ist, da die Kontakte in günstiger Weise beansprucht werden, wie später gezeigt wird. Einen hohen Innenwiderstand der Spannungsquelle kann man durch Reduzierung des 448 Ω betragenden Widerstandes kompensieren. Durch Zuschalten eines Widerstandes in die Speiseleitung ist die Spannungsabweichung der beiden Ausgangsspannungen, bezogen auf die Ausgangs-Nennspannung, kleiner als ± 2 %. Die übrige Abweichung wirkt nicht direkt auf die Positionierungsgenauigkeit. In der Praxis hat sich diese Schaltung über eine lange Betriebszeit als sehr betriebssicher erwiesen.

Helixyn

Zur Erklärung des Prinzips der Zusammenarbeit eines digitalen Eingangswertes im Feinbereich mit der analogen Größe des Lagefehlers, der von einem Meßwertgeber stammt, wird Bezug auf die bekannte Bauform der Resolversynchros genommen. Es ist jedoch sehr schwierig, die erforderliche Genauigkeit von 2,5 µm bei einer mechanischen Verbindung zwischen der geradlinigen Vorschubbewegung und der Drehbewegung der Synchrowelle zu erreichen und aufrechtzuerhalten. Aus diesem Grunde ist ein Meßwertgeber erforderlich, der synchro-artige Eigenschaften aufweist und dessen relativ zueinander bewegte Teile so unmittelbar wie möglich mit den sich geradlinig bewegenden Teilen der Werkzeugmaschine gekuppelt sind. Ein Meßwertgeber mit der Bezeichnung „Helixyn" wurde besonders für diesen Zweck entwickelt, da kein anderes Gerät mit all den gewünschten Eigenschaften zur Verfügung stand.

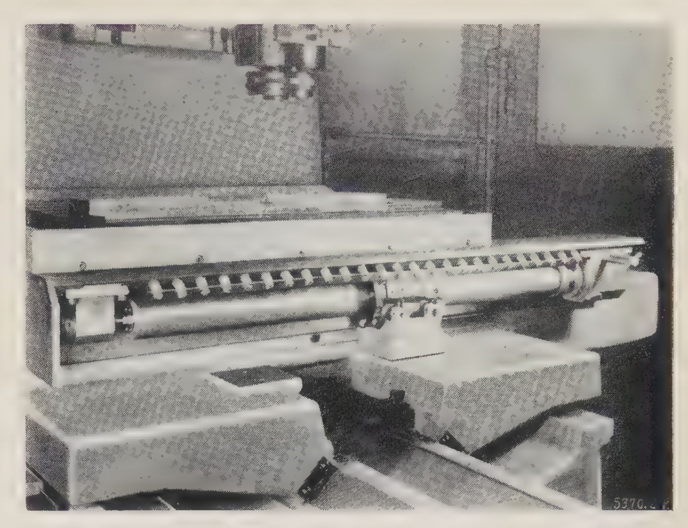


Bild 2. Helixyn-Übertrager an dem Tisch einer Werkzeugmaschine.

Bild 2 zeigt einen Helixyn zur Steuerung der Tischbewegung einer Werkzeugmaschine.

Bild 3 zeigt schematisch einen Querschnitt durch die wesentlichen Teile des Helixyns und die Art der Schaltung, mit welcher die geforderten synchroartigen Eigenschaften erreicht werden sollen.

Der lange zylindrische Teil, bezeichnet als Maßstab, hat einen Außendurchmesser von 4,5 cm. Er besteht im wesentlichen aus einem Stahlrohr *1* mit einer Lage fest aufgebrachter Fiberisolierung *2*, in deren Oberfläche drei gleichartige, getrennte Leiterdrähte *3* eingebettet sind. Diese werden in der Art eines dreigängigen Gewindes mit gleichbleibendem axialen Abstand voneinander aufgebracht. Zum Schluß werden durch zylindrisches Abschleifen die äußeren Hälften der Leiterdrähte entfernt und die Oberfläche mit einer isolierenden Schutzschicht überzogen. Diese Maßstäbe werden gegenwärtig bis zu einer Länge von 1,5 m hergestellt. Ein kurzer Teil, bezeichnet als Meßläufer, stellt im wesentlichen ein Rohr aus Isolierstoff *4* dar, das auf seiner zylindrischen Innenfläche ebenfalls Leiterdrähte *5*, in mehrgängigen Schraubenlinien gewickelt, trägt. In Bild 2 ist der Maßstab am Support der Maschine angebracht, wäh-

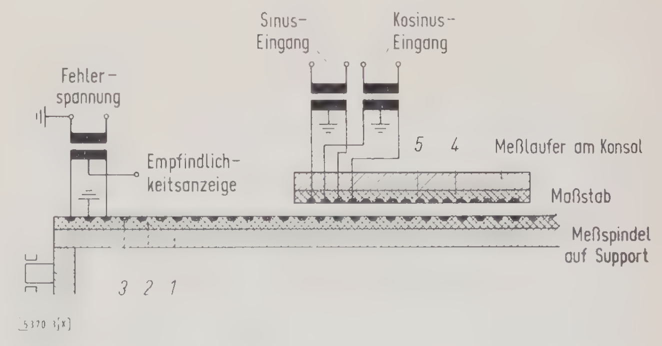


Bild 3. Schema des Helixyns (Schnitt, nicht maßstabgerecht).

rend der Meßläufer mit seiner Halterung an der Konsole befestigt ist.

Der wirksame Teil des Meßläufers hat eine Länge von 10 cm und unterscheidet sich dadurch vom Maßstab, daß er vier statt drei parallele Drahtwindungen trägt. Die Anordnung der Leiterdrähte *3* und *5* auf dem Maßstab und dem Meßläufer wiederholt sich axial in gleichem Abstand; diese Teilung der dreigängigen (*3*) und viergängigen (*5*) Drahtlage ist gleich der geforderten Größe des Teilungszyklus von 0,1024″ = 2,6 mm.

Zwischen den sich gegenüberliegenden Leitern des Maßstabes und des Meßläufers befindet sich ein radialer Luftspalt von 0,65 mm, so daß zwischen dem Maßstab und Meßlineal kapazitive Kopplung besteht. Der Meßläufer ist das Analogon der zweiphasigen Wicklungen auf dem Ständer des Resolversynchros. Für einen konstanten numerischen Eingang wird im Luftspalt ein elektrostatisches Feld erregt, dessen Amplitude in axialer Richtung pulsiert.

Bei der Anordnung von zwei Leitern auf dem Maßstab analog der Geberwicklung auf dem Läufer eines Synchros ergeben sich zwei Nullwerte für je einen axialen Teilungszyklus, ähnlich der zwei Nullwerte je Umdrehung eines Synchros. Wird ein Servosystem zur Regelung der Lage von Maßstab und Meßläufer zueinander eingesetzt, so ist nur einer der Nullwerte am Ausgang stabil, der andere kann daher außer Betracht gelassen werden.

Eine Änderung der digitalen Eingangswerte des Systems bewirkt eine Lageänderung des elektrostatischen Feldes in axialer Richtung innerhalb des Läufers. Durch den Folgeregler des Servosystems wird dementsprechend die mechanische Position der räumlichen Lage des elektrischen Feldes nachgeführt.

Eine Drehung der Helixynteile relativ zueinander ist in der Signalübertragung zwischen Digitaleingang und Positionisierungsausgang nicht vorgesehen. Es kann jedoch eine relative Drehung für eine zusätzliche Korrektur ausgenutzt werden, um höchstmögliche Präzision zu erreichen. Wie Bild 2 zeigt, ist der Helixynläufer innerhalb eines begrenzten Winkels in seiner Halterung drehbar. Ein Radialstab ist dazu am Läufer angebracht, der mit Federvorspannung gegen ein verstellbares, in bezug auf das Meßlineal fest angebrachtes Kurvenblech drückt. Die Einstellung des Korrekturlineals kann mit Längenmaßstab und Meßmikroskop so nahe wie möglich an der Bearbeitungsstelle leicht durchgeführt werden und eliminiert nicht jeden entstehenden Fehler des Helixynlineals, sondern auch Fehler, die von Ungenauigkeiten der Maschinenanordnung herrühren. Diese Korrekturverstellung ist nicht unbedingt erforderlich und wird nur vorgenommen, wenn höchstmögliche Genauigkeit erreicht werden soll. Für weniger anspruchsvolle Anwendungen wird ein kumulativer Fehler 1. Ordnung im Lineal vollständig eliminiert, indem man dieses absichtlich etwas zu lang baut und es dann axial mit Hilfe eines in der Achse des Lineals verlaufenden Spannelementes zusammendrückt.

Beide Korrekturmethoden haben sich in der Praxis als betriebssicher erwiesen.

Der Maßstab kann gedreht und axial verschoben werden, um richtige Übereinstimmung mit den Datenangaben bei der ersten Einstellung zu erhalten (Maschinengrundeinstellung). Durch die Verwendung von vier parallelen Drahtleitern im Meßläufer ergibt sich eine natürliche Verbindung mit dem Digital-Analog-Wandler. Die Anordnung von nur drei parallelen Drahtleitern auf dem Maßstab hat dagegen folgenden Grund: Es ist erwünscht, die zwei Leiterdrähte, zwischen denen die Spannungsdifferenz abgenommen werden soll, räumlich um ein Drittel einer Teilungslänge gegeneinander zu versetzen, damit die dritte Harmonische, die andernfalls von Einfluß wäre, in der Feldverteilung fortfällt. Ein weiterer Vorteil liegt darin, daß die Spannung zwischen der Mittelanzapfung der Primärwicklung des Ausgangsübertragers und der Masse — die dann ein Maximum erreicht, wenn die Ausgangsspannung Null ist — ein Maß für die Empfindlichkeit in bezug auf Lageabweichungen liefert. Der dritte geerdete Leiter wird lediglich aus Symmetriegründen bei der Herstellung eingebaut.

Schema der magnetischen Datenspeicherung

Eine Positionszahl wird folgendermaßen auf Magnetband aufgenommen, wobei die Binärzeichen in der Reihenfolge wachsender Potenzen erscheinen: Zunächst werden die Binärzeichen in Gruppen von drei geteilt, worauf zu jeder dieser drei ein Paritätszeichen addiert wird, das garantiert, daß die Anzahl der Einsen in einer Gruppe von vier Zeichen ungerade ist. Dies führt zwangsläufig dazu, daß mindestens eine Eins auftritt. Die Zifferngruppen werden dann parallel, d. h. gleichzeitig, auf getrennten Spuren eines 6 mm breiten Magnetbandes aufgenommen. Dies wird für die drei Richtungen *X, Y, Z*, die gesteuert werden sollen, getrennt vorgenommen. Bei den Koordinaten x und y ist der Werkzeugdurchmesser (z. B. Fräserdurchmesser) zu

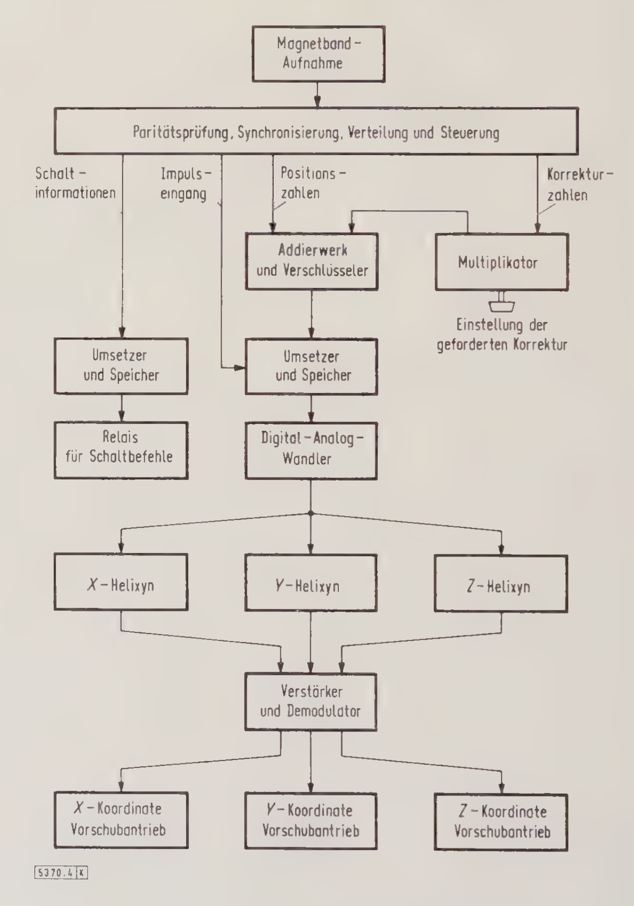


Bild 4. Blockbild des Steuerungssystems.

berücksichtigen. Sie können deshalb eine Korrektur erfordern, wie oben beschrieben wurde. Es folgen die x-, y- und z-Positionszahlen zyklisch in dieser Reihenfolge. Man sagt dann, daß die Information im binären Code und zeitmultiplex vorliegt.

Damit die Information ihren richtigen numerischen Stellenwert erhält und dem Vorschubantrieb richtig zugeordnet wird, schickt man jeder Positionszahl ein besonderes Synchronisationssignal voraus. Diese Synchronisationssignale sind von allen anderen leicht zu unterscheiden, da sie aus parallelen Aufzeichnungen von Vierziffer-Gruppen bestehen, die eine gerade Zahl von Ziffern ent-

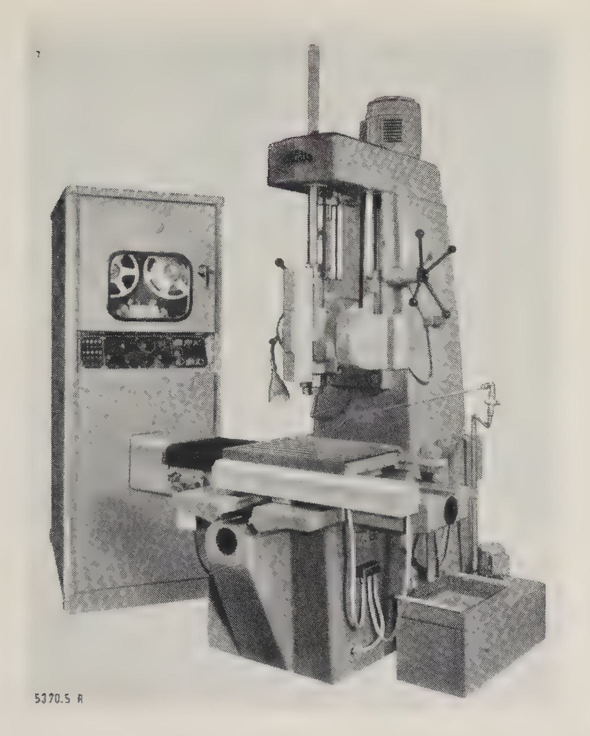


Bild 5. Newall Werkzeugmaschine mit numerischer Bahnsteuerung nach AEI-System.

halten. Für die Koordinaten in den Richtungen X, Y und Z werden verschiedene Signale benutzt.

Weiterhin wird zwischen jedem Synchronisationssignal und seiner zugehörigen Positionszahl eine zusätzliche Information aufgebracht, wobei eine ungerade Parität auf der vierten Bandspur erreicht wird.

Den x- und y-Positionszahlen werden entsprechende Korrekturzahlen vorangegeben, die als digitale Darstellung der Komponenten eines Einheitsvektors aufgefaßt werden können, der auf dem Werkstückprofil senkrecht steht. Diese digitale Darstellung muß eine genügende Zahl von binären Stellen erhalten, damit die Genauigkeit der Information nicht herabgesetzt wird, wenn diese Größen um die maximal zulässige radiale Korrektur vermehrt und dann unter Berücksichtigung ihres Vorzeichens zu ihren zugehörigen Positionszahlen addiert werden.

Für die z-Koordinate wird bisher keine Korrekturzahl benötigt; der dafür vorgesehene freie Platz enthält kodierte Informationen für die Steuerung anderer Aufgaben des gesamten Systems. Ein Teil dieser Informationen wird ständig für Funktionen wie die automatischen Befehle zur Abschaltung der Vorschubantriebe, zur Maschinenbremsung und zum Abstoppen des Magnetbandtransportes gebraucht. Andere Informationen können noch für besondere Anlageteile verwendet werden, beispielsweise könnten Kühlmittel automatisch zu- und abgeschaltet werden.

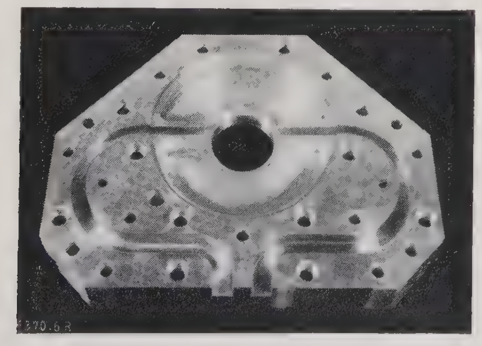


Bild 6. Mit AEI-Positionssystem bearbeitetes Werkstück.

Magnetband-Herstellung

Besonders hingewiesen sei darauf, daß die Darstellung der Positionsdaten in binärer Schreibweise, die Vorgabe von Korrekturzahlen und Synchronisierungssignalen sowie die einigermaßen komplizierte Eingabe der Informationen auf das Magnetband in besonderen Digitalrechnern automatisch vorgenommen wird. Die Aufstellung eines Arbeitsprogrammes wird zunächst im Dezimalsystem ausgedrückt und auf Fünfer-Lochband übertragen. Danach wird die magnetische Aufzeichnung errechnet und vorgenommen.

Aufbau des Steuerungssystems

Die Art und Weise, wie die Informationen vom Magnetband in der Maschinensteuerung verarbeitet werden, wird in Bild 4 gezeigt. Die Funktion der digitalen Kreise ist von logischen Schaltungselementen abhängig, welche die Synchronisationssignale gerader Parität ermitteln und alle anderen Impulse auf ungerade Parität prüfen. Mögliche einzelne Fehler bei dieser Prüfung werden nicht besonders registriert, weil sie keinen Einfluß auf das Werkstück haben; erscheint jedoch eine Gruppe von Fehlern, so wird eine größere Unterbrechung angezeigt und die Maschine selbsttätig abgeschaltet.

Die Positions- und Korrekturzahlen werden dann in Seriendarstellung erneut zusammengestellt und einem schnellen digitalen Multiplikator zugeführt, der auch eine digitale Handeinstellung für Betrag und Vorzeichen der Korrektur hat. Der Multiplikator gibt seine Ausgangswerte zeitlich immer so ab, daß sich diese direkt zu den Positionszahlen hinzuaddieren, wie sie in der Seriendarstellung auftreten. Das Ergebnis wird in den Gray-Code übertragen, geht dann in einen Verschiebungsspeicher zur Übertragung in Paralleldarstellung und auf einen weiteren Speicher. Dieser liefert den digitalen Eingang des Digital-Analog-Wandlers. Der elektrische Eingang besteht aus Impulsen, die nur dann auftreten, wenn die Relais des Digital-Analog-Wandlers so eingestellt sind, daß die Kontakte in der für die Übertragung der Impulsspannung richtigen Stellung stehen. Zur gleichen Zeit werden zusätzliche Schaltinformationen für die Maschine auf einen getrennten Umsetzer mit Verschiebespeicher geleitet; dadurch werden deren Relais oder Schütze betätigt.

Der Analogausgang des Digital-Analog-Wandlers versorgt alle drei in den jeweiligen Koordinatenachsen befindlichen Helixyns parallel. Ein Verstärker und Demodulator mit entsprechenden Eingangs- und Ausgangswahlschaltern bedient alle drei Koordinaten der Reihe nach und leitet jedes Stellungsabweichungssignal zum entsprechenden Vorschubantrieb.

Eine beträchtliche Vereinfachung der Geräte wird dann erreichbar, wenn die Verarbeitung der Signale zeitmultiplex geschieht, weil die meisten Schaltkreise der Steuerung auf alle drei Koordinaten arbeiten.

Praktische Anwendung

Die behandelten Prinzipien haben sich in der Praxis bewährt. Bild 5 zeigt ein Bohr- und Fräswerk, das mit Helixyn-Steuerung ausgerüstet ist. Bild 6 zeigt als Beispiel ein Werkstück, das mit Hilfe dieses Systems automatisch bearbeitet wurde.

Zusammenfassung

Es werden die Grundlagen des AEI-Systems für die stufenlose Positionierung und Bahnsteuerung der Vorschubbewegungen von Werkzeugmaschinen mit Hilfe gespeicherter numerischer Daten beschrieben. Im einzelnen wird dargestellt, wie man eine hohe Genauigkeit der Positionierung unter dynamischen Bedingungen mit Hilfe eines besonderen Meßwertgebers (Helixyn) erreichen kann, der zusammen mit einem sehr einfachen und genauen Digital-Analog-Wandler arbeitet.

Nachbildung des Stern-Spartransformators im unsymmetrischen Betrieb

Von **Walter Drunk**, Berlin*)

DK 621.314.223.012.8

In einem vorangegangenen Aufsatz wurde das Ersatzschaltbild des Spartransformators für ungestörten Netzbetrieb entwickelt [1]. Um unsymmetrische Betriebsstörungen untersuchen zu können, muß man weitere Ersatzschaltbilder für den Spartransformator aufstellen. Diese sollen in der vorliegenden Arbeit erörtert werden. Insbesondere wird ein einfaches Nullsystem-Ersatzschaltbild für Spartransformatoren mit betriebsmäßig vorhandenem oder durch Störung verursachtem isoliertem Sternpunkt angegeben und näher untersucht.

Grundsätzliches

Für Netzberechnungen bei ungestörtem Betrieb wird die einphasige, auf eine Spannung bezogene Ersatzschaltung des Netzes aufgestellt und danach die gesuchte Spannungs- und Stromverteilung mit Hilfe der Kirchhoffschen Sätze berechnet oder mittels eines Wechselstrom-Netzmodells gemessen. Spartransformatoren werden hierbei durch das Ersatzschaltbild in Betriebsform [1] dargestellt. Die Ersatzschaltbilder werden im nachfolgenden kurz Ersatzbilder genannt.

Die Netzverhältnisse bei unsymmetrischer Belastung und bei unsymmetrischen Störungen lassen sich in dieser Weise nicht berechnen. Man bedient sich hierzu der Rechenmethode der symmetrischen Komponenten oder der $\alpha\beta 0$-Komponenten. Die Ersatzschaltung, die hierbei der Rechnung oder der Messung zugrunde gelegt wird, ist wiederum einphasig, besteht jedoch aus drei Ersatzbildern des zu untersuchenden Netzes, den Komponentennetzen. Diese drei Komponentennetze, die in Einzelheiten voneinander abweichen, werden in bestimmter Weise gekuppelt, wie es der vorliegende Störungsfall oder — allgemein gesprochen — die vorliegende Unsymmetrie bedingt.

In den folgenden Abschnitten werden die Ersatzbilder des Stern-Spartransformators mit Tertiärwicklung für die Methode der symmetrischen Komponenten entwickelt, also für das Mit-, Gegen- und Nullsystem. Die gleichen Ersatzbilder werden bei der Methode der $\alpha\beta 0$-Komponenten verwendet.

Spartransformator-Ersatzbild im Mit- und Gegensystem

Das Mitsystem ist ein symmetrisches Drehstromsystem, d. h. die Spannungen der drei Leiter sind dem Betrage nach gleich und um je 120° phasenverschoben, ebenso die Ströme. Es liegen somit die gleichen Verhältnisse wie beim ungestörten Betrieb vor, und die Spartransformatoren werden im Mitsystem-Netz ebenfalls durch das Ersatzbild in Betriebsform nachgebildet. Für das Gegensystem (symmetrisches Drehstromsystem mit entgegengesetzter Phasenfolge) gilt das gleiche; denn die Phasenfolge ist für ruhende Anlagenteile — also auch für Transformatoren— belanglos.

Auch für das α- und β-System-Netz wird dieses Ersatzbild angewendet. Das hat seinen Grund darin, daß die Spannungen, Ströme und Impedanzen des α- und β-Systems durch Addition oder Subtraktion der Mit- und Gegenkomponenten entstehen [2].

Spartransformatoren werden also bei der Methode der symmetrischen Komponenten im Mit- und Gegensystem-Netz, bei $\alpha\beta 0$-Komponenten im α- und β-System-Netz durch das Ersatzbild in Betriebsform dargestellt (Bild 9 e[1]). Bei unbelasteter Tertiärwicklung (reine Ausgleichswicklung) bleiben die A-Klemmen offen. Bei belasteter Tertiärwicklung, z. B. durch Kompensations-Drosselspulen, wird die Belastungsimpedanz an die A-Klemmen gelegt; hierbei ist wegen der in Dreieck geschalteten Tertiärwicklung zu beachten, daß eine in Sternschaltung gegebene Belastung in die entsprechende Dreieckschaltung umgerechnet werden muß.

Nullsystem-Ersatzbild des Spartransformators mit geerdetem Sternpunkt

Grundsätzliches

Im Nullsystem fließen in den drei Leitern Ströme von gleicher Größe und Phasenlage. Daher sind auch die Ströme und Klemmenspannungen der drei Tertiärwicklungen nach Betrag und Phase gleich. Da die Summe der Spannungen im Ausgleichsdreieck gleich Null ist (Bild 1), müssen auch

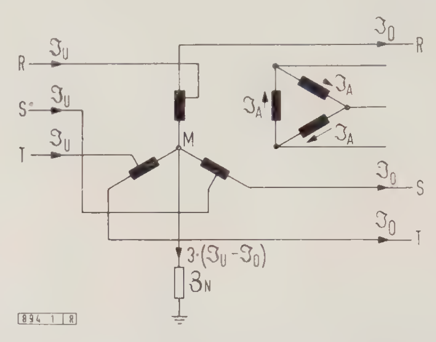


Bild 1. Schaltbild des Spartransformators mit Nullsystem-Strömen bei Sternpunkterdung über eine Impedanz $\mathfrak{Z}_N$.

die Klemmenspannungen der Tertiärwicklungen gleich Null sein. Somit sind bei der folgenden Entwicklung der Nullsystem-Ersatzbilder die A-Klemmen in allen Ersatzbild-Varianten kurzzuschließen.

Unmittelbare Sternpunkterdung

Beim Spartransformator mit unmittelbar geerdetem Sternpunkt sei der Erdübergangswiderstand als unendlich klein vorausgesetzt; dann sind die Nullsystem-Stromkreise der drei Stränge voneinander getrennt, und jeder Stromkreis für sich ist identisch mit dem einphasigen Mitsystem-Stromkreis, sofern dort die Tertiärwicklung kurzgeschlossen ist. Das Nullsystem-Ersatzbild bei unmittelbarer Sternpunkterdung entsteht demnach aus dem Mitsystem-Ersatzbild durch Kurzschließen der A-Klemmen (Bild 9 a).

Sternpunkterdung über eine Impedanz

Bei einem Spartransformator, dessen Sternpunkt über eine Impedanz $\mathfrak{Z}_N$ geerdet ist, gehört die Erdungsimpedanz zu den Nullsystem-Stromkreisen aller drei Stränge (Bild 1). Die Schaltung bleibt gleichwertig, wenn $\mathfrak{Z}_N$ durch eine Parallelschaltung dreier Impedanzen von je $3\,\mathfrak{Z}_N$ ersetzt wird.

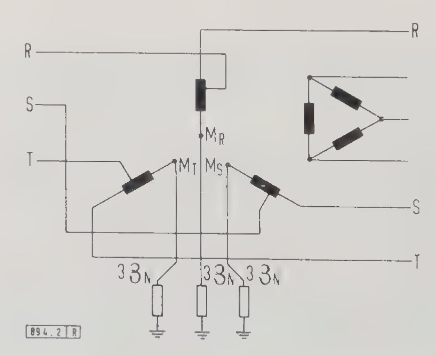


Bild 2. Schaltung wie Bild 1, jedoch mit aufgelöstem Nullpunkt und drei parallelgeschalteten Impedanzen.

*) Dipl.-Ing. *W. Drunk* ist wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Abteilung Energieverteilung der AEG in Berlin-Grunewald.

1) Bild 9 befindet sich am Ende des Aufsatzes, weil es die Ergebnisse wie eine Bildtafel zusammenfaßt.

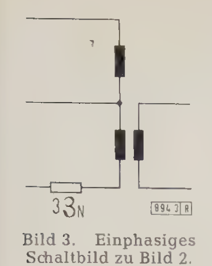


Bild 3. Einphasiges Schaltbild zu Bild 2.

Ebenfalls ändert sich nichts an der Spannungs- und Stromverteilung, wenn die drei Stränge im Sternpunkt voneinander getrennt werden (Bild 2); denn zwischen M_R, M_S und M_T besteht im Nullsystem kein Potentialunterschied, was aus der Definition des Nullsystems folgt. Es ergeben sich somit drei gleiche, getrennte Stromkreise gemäß Bild 3, wofür das Ersatzbild zu entwickeln ist.

Hierbei ist zu beachten, daß $3\,\mathfrak{Z}_N$ sowohl zu dem unterspannungsseitigen als auch zu dem oberspannungsseitigen Stromkreis gehört. Hier liegt offenbar die gleiche Aufgabe vor wie bei der Berücksichtigung der Wicklungsimpedanz $\mathfrak{Z}_P$ in Bild 1 des vorhergehenden Aufsatzes [1]. Dort war $\mathfrak{Z}_P$ (das wie $3\,\mathfrak{Z}_N$ ein absoluter Impedanzwert ist) auf die Ersatzbildimpedanzen der einzelnen Wicklungen aufzuteilen, was zu den Gleichungen der Gruppe 6 in Tafel 1 [1] führte. In Bild 3 ist in der Parallelwicklung die Wicklungsimpedanz $\mathfrak{Z}_P$ enthalten, sie liegt mit $3\,\mathfrak{Z}_N$ in Reihe.

Das gesuchte Nullsystem-Ersatzbild läßt sich also folgendermaßen entwickeln: In Bild 1 (im vorhergehenden Aufsatz [1]) ist statt $\mathfrak{Z}_P$ die Impedanz $\mathfrak{Z}_P + 3\,\mathfrak{Z}_N$ zu setzen, in Gruppe 6 der Tafel 1 in [1] muß dann $\mathfrak{Z}_P$ in gleicher Weise ersetzt werden, und man erhält die Gleichungen:

$$\mathfrak{Z}_{O(U)\,\text{null}} = \frac{\mathfrak{Z}_R}{n^2} - \frac{n-1}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_P - 3\cdot\frac{n-1}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_N = \mathfrak{Z}_{O(U)} - 3\cdot\frac{n-1}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_N\,, \tag{1a}$$

$$\mathfrak{Z}_{U(U)\,\text{null}} = \frac{n-1}{n}\,\mathfrak{Z}_P + 3\cdot\frac{n-1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N = \mathfrak{Z}_{U(U)} + 3\cdot\frac{n-1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N\,, \tag{1b}$$

$$\mathfrak{Z}_{A(U)\,\text{null}} = \frac{\mathfrak{Z}_T}{m^2} + \frac{1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_P + 3\cdot\frac{1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N = \mathfrak{Z}_{A(U)} + 3\cdot\frac{1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N\,. \tag{1c}$$

Das sind die Impedanzen des gesuchten Ersatzbildes (Bild 9b). Die Erdungsimpedanz tritt also in allen drei Ersatzbildimpedanzen auf. Wird $\mathfrak{Z}_N = 0$ gesetzt (unmittelbare Erdung), so ergibt sich Bild 9a, das mithin ein Sonderfall des Ersatzbildes 9b ist.

Nullsystem-Ersatzbild des Spartransformators mit isoliertem Sternpunkt

Allgemeingültiges Ersatzbild

Bei Transformatoren mit isoliertem Sternpunkt ist die Erdungsimpedanz unendlich groß. Während das Ersatzbild für unmittelbare Erdung ($\mathfrak{Z}_N = 0$) als Sonderfall der allgemeinen Darstellung (Bild 9b) abzuleiten ist, trifft dies für das Ersatzbild bei isoliertem Sternpunkt ($\mathfrak{Z}_N = \infty$) nicht zu. Setzt man nämlich in Bild 9b $\mathfrak{Z}_N = \infty$, so werden alle Impedanzen unendlich groß (positiv oder negativ), wodurch das Ersatzbild unbrauchbar wird.

Es muß daher auf eine andere Vierpolform übergegangen werden, bevor die Erdungsimpedanz gleich unendlich gesetzt wird. Als vorteilhaft erweist sich der Übergang auf die Dreieckform (Π-Glied). Durch Stern-Dreieck-Umformung findet man — von Gl. (1) ausgehend — die Dreieckimpedanzen (Bild 4):

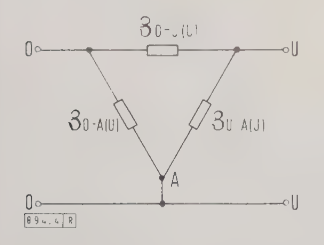
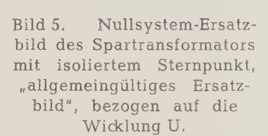
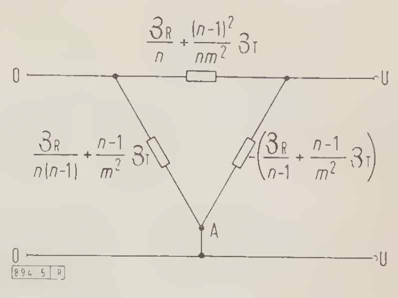


Bild 4. Die gesuchten Impedanzen des „allgemeingültigen Ersatzbildes".


Bild 5. Nullsystem-Ersatzbild des Spartransformators mit isoliertem Sternpunkt, „allgemeingültiges Ersatzbild", bezogen auf die Wicklung U.



$$\mathfrak{Z}_{O-U(U)} = \frac{\mathfrak{P}}{\mathfrak{Z}_{A(U)} + 3\cdot\frac{1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N}\,, \tag{2a}$$

$$\mathfrak{Z}_{O-A(U)} = \frac{\mathfrak{P}}{\mathfrak{Z}_{U(U)} + 3\cdot\frac{n-1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_N}\,, \tag{2b}$$

$$\mathfrak{Z}_{U-A(U)} = \frac{\mathfrak{P}}{\mathfrak{Z}_{O(U)} - 3\cdot\frac{n-1}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_N}\,; \tag{2c}$$

hierin ist $\mathfrak{P}$ die Summe der Produkte der Sternimpedanzen:

$$\mathfrak{P} = \mathfrak{Z}_{O(U)}\,\mathfrak{Z}_{U(U)} + \mathfrak{Z}_{O(U)}\,\mathfrak{Z}_{A(U)} + \mathfrak{Z}_{U(U)}\,\mathfrak{Z}_{A(U)} + 3\,\mathfrak{Z}_N\cdot\left(\mathfrak{Z}_{O(U)} + \frac{1}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_{U(U)} + \frac{(n-1)^2}{n^2}\cdot\mathfrak{Z}_{A(U)}\right).$$

Nach Division der Zähler und Nenner von Gl. (2) durch $\mathfrak{Z}_N$ kann $\mathfrak{Z}_N = \infty$ gesetzt werden, und man erhält:

$$\mathfrak{Z}'_{O-U(U)} = n\,\mathfrak{Z}_{O(U)} + \frac{1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_{U(U)} + \frac{(n-1)^2}{n}\cdot\mathfrak{Z}_{A(U)}\,,$$

$$\mathfrak{Z}'_{O-A(U)} = \frac{n}{n-1}\cdot\mathfrak{Z}_{O(U)} + \frac{1}{n(n-1)}\cdot\mathfrak{Z}_{U(U)} + \frac{n+1}{n}\cdot\mathfrak{Z}_{A(U)}\,,$$

$$\mathfrak{Z}'_{U-A(U)} = -\left(\frac{n^2}{n-1}\cdot\mathfrak{Z}_{O(U)} + \frac{1}{n-1}\cdot\mathfrak{Z}_{U(U)} + (n-1)\cdot\mathfrak{Z}_{A(U)}\right).$$

Nach Einsetzen der Gleichungen aus Gruppe 6 der Tafel 1 [1] ergeben sich die Dreieckimpedanzen in Abhängigkeit von den Ausgangsgrößen (Bild 5). Mit der Gleichung

$$\mathfrak{Z}_{RT(P)} = \frac{\mathfrak{Z}_R}{(n-1)^2} + \frac{\mathfrak{Z}_T}{m^2} \tag{3}$$

(aus Gruppe 3 in Tafel 1 [1]) erhält man für diese Impedanzwerte die in Bild 9c angegebenen Ausdrücke.

Damit ist das Nullsystem-Ersatzbild des Spartransformators mit isoliertem Sternpunkt bestimmt. Es ist im Gegensatz zu dem im nächsten Abschnitt behandelten „einfachen Ersatzbild" ohne Einschränkung anwendbar, also bei allen denkbaren Unsymmetriefällen, wie das auch für Bild 9b zutraf, von dem es abgeleitet wurde.

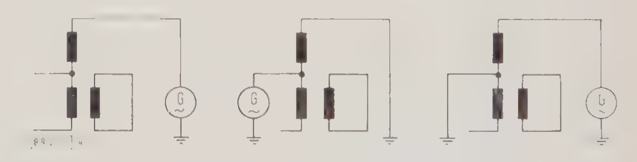


Bild 6. Drei Betriebsfälle zur Ermittlung der Impedanzen in Bild 4.

Zu dem gleichen Ergebnis gelangt *E. Clarke* [3, S. 137 bis 142] auch auf unmittelbarem Wege: Die drei in Bild 6 skizzierten Betriebsfälle liefern drei Gleichungen 2. Grades; aus diesen erhält man für jede der drei gesuchten Impedanzen (Bild 4) zwei Lösungen, von denen nur eine brauchbar ist.

Das allgemeingültige Ersatzbild hat erhebliche Nachteile: Erstens ist es eine mathematische Konstruktion und hat keinerlei anschauliche Beziehung zur physikalischen Wirklichkeit. Zweitens bereitet es in der Anwendung Schwierigkeiten, besonders beim Aufbau für Netzmodell-Untersuchungen. Die negative Impedanz $\mathfrak{Z}'_{U-A(U)}$ ist nämlich nur schwer nachzubilden. Die Blindkomponente erfordert Kondensato-

ren mit sehr großen Kapazitäten, die in Netzmodellen üblicherweise nicht vorgesehen sind, so daß man sich durch umfangreiche Parallelschaltungen helfen muß. Die Wirkkomponente, also ein negativer ohmscher Widerstand, läßt sich mit den Netzmodell-Bauelementen überhaupt nicht nachbilden und muß daher vernachlässigt werden.

Das „einfache Ersatzbild"

Die Nachteile des allgemeingültigen Ersatzbildes beruhen darauf, daß auch beim Spartransformator mit isoliertem Sternpunkt ein Vierpol-Ersatzbild zugrunde gelegt wurde, obwohl kein Vierpol-Verhalten vorliegt. Im Gegensatz zum Spartransformator mit geerdetem Sternpunkt mit Vierpol-Charakter (Transformator-Verhalten zwischen Unter- und Oberspannungswicklung) verhält sich ein Spartransformator mit isoliertem Sternpunkt im Nullsystem wie ein Zweipol, etwa wie ein kurzgeschlossener Stromwandler mit schlechten Eigenschaften. Das Ersatzbild kann somit auch durch eine einzige Impedanz dargestellt werden, und zwar durch die auf die Reihenwicklung bezogene Kurzschlußimpedanz zwischen Reihen- und Tertiärwicklung:

$$\mathfrak{Z}_{RT(R)} = (n-1)^2 \cdot \mathfrak{Z}_{RT(P)} \,.$$

Man erhält damit das „einfache Ersatzbild" gemäß Bild 9d. Nach Einsetzen der Gl. (3) ergibt sich die aus den

Bild 7. Nullsystem-Ersatzbild des Spartransformators mit isoliertem Sternpunkt, „einfaches Ersatzbild" mit absolutem Impedanzwert.

Eingangsgrößen gebildete Impedanz (Bild 7). Diese Impedanz $\mathfrak{Z}_{RT(R)} = (n-1)^2 \cdot \mathfrak{Z}_{RT(P)} = \mathfrak{Z}_R + \frac{(n-1)^2}{m^2}\,\mathfrak{Z}_T$ ist ein absoluter Wert. Es muß nun geklärt werden, in welchen Fällen dieses Ersatzbild mit dem absoluten Wert der Impedanz angewendet werden kann und in welchen Fällen die Impedanz auf eine andere Spannung umzurechnen ist.

Um diese Frage beantworten zu können, muß zunächst auf eine Folgerung aus dem einfachen Ersatzbild hingewiesen werden. Wie schon erwähnt, hat der Spartransformator mit isoliertem Sternpunkt im Nullsystem kein Transformatorverhalten, da in der Parallelwicklung kein Strom fließen kann; es gibt daher keine Spannungsübersetzung zwischen den miteinander verbundenen Netzteilen und demzufolge auch keine Umrechnung der Netzwiderstände auf der einen Transformatorseite auf die Spannung der anderen Seite. Sind im Nullsystem-Netz auf der Unterspannungsseite des Spartransformators die Impedanzen mit ihren absoluten Werten einzusetzen, so müssen also auch sämtliche Impedanzen auf der Oberspannungsseite mit ihren absoluten Werten erscheinen; das gleiche gilt für die Impedanz des Spartransformators, so daß mithin das Ersatzbild mit absolutem Impedanzwert (Bild 7 oder Bild 9d) beibehalten wird. Erfordert jedoch die Bezugsspannung der Gesamtschaltung, daß die Netzimpedanzen auf der einen Seite des Transformators umgerechnet werden müssen, z. B. mit dem Faktor $1/k^2$, dann sind auch die Impedanzen auf der anderen Seite umzurechnen, und zwar nicht auf das gleiche Spannungsniveau, sondern mit dem gleichen Umrechnungsfaktor $1/k^2$; ebenso muß die Spartransformator-Impedanz durch k^2 dividiert werden.

Die Impedanzen auf der Oberspannungsseite, der Unterspannungsseite und diejenige des Spartransformators sind somit alle entweder mit ihrem absoluten Wert oder mit dem gleichen Umrechnungsfaktor multipliziert in das Nullsystem-Netz einzusetzen. Die Entscheidung darüber hängt von der Lage der Fehlerstelle oder Fehlerstellen (wo die Komponentennetze gekuppelt werden) und von der Wahl der Bezugsspannung U_B der gesamten Ersatzschaltung ab. Sofern zwischen Kuppelstelle (Fehlerstelle) und Spartransformator kein spannungsübersetzender Transformator liegt, gilt folgendes: Stimmt die Nennspannung an der Kuppelstelle U_K mit der Bezugsspannung überein, so werden die absoluten Werte beibehalten; anderenfalls müssen die Impedanzen mit $(U_B/U_K)^2$ multipliziert werden. Ist dagegen zwischen Kuppelstelle und Spartransformator ein Transformator mit Spannungsübersetzung vorhanden, so werden die Netzimpedanzen von der Kuppelstelle bis zum Spartransformator in der üblichen Weise umgerechnet; die Impedanz des Spartransformators und die Netzimpedanzen auf dessen Sekundärseite erhält man durch Multiplikation mit dem gleichen Umrechnungsfaktor, der für das primärseitige Netz anzuwenden war.

Damit ist die Frage geklärt, wann das einfache Ersatzbild mit absolutem und wann mit umgerechnetem Impedanzwert anzuwenden ist.

Anwendbarkeit des einfachen Ersatzbildes

Im vorigen Abschnitt wurden Regeln für die Impedanzwert-Umrechnung im Nullsystem-Netz bei Anwendung des einfachen Ersatzbildes aufgestellt. Diese Regeln seien noch einmal zusammengefaßt:

1. Von der Kuppelstelle ausgehend werden die Impedanzen bis an den Spartransformator heran in der üblichen Weise auf die Bezugsspannung der gesamten Ersatzschaltung umgerechnet.
2. Für die Netzimpedanzen beiderseits des Spartransformators und für die Spartransformator-Impedanz selbst sind überall entweder die absoluten Werte oder die mit einem gleichen Faktor multiplizierten absoluten Werte einzusetzen. Der Faktor ergibt sich, nachdem gemäß Regel 1 die Impedanzen auf einer Seite des Spartransformators festgelegt sind.

Diese Regeln führen zuweilen zu einem Widerspruch. Das tritt bei Ersatzschaltungen für Mehrfachfehler auf, die mehrere Kuppelstellen erfordern, sofern sich zwischen zwei benachbarten Kuppelstellen ein einzelner Spartransformator mit isoliertem Sternpunkt befindet. In solchen Fällen ist das einfache Ersatzbild nicht anwendbar, man muß auf das komplizierte allgemeingültige Ersatzbild zurückgreifen. Beispielsweise kann im Nullsystem-Netz der in Bild 8 rechts zusammengestellten Störungsfälle das einfache Ersatzbild nicht für den Spartransformator T_1 angewendet werden. Dagegen ist die Anwendung möglich, wenn zwei Spartransformatoren zwischen den benachbarten Kuppelstellen liegen, falls beide isolierte Sternpunkte haben und falls der eine

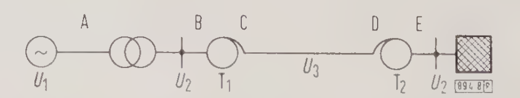


Bild 8. Zusammenstellung von Mehrfachfehlern (als Beispiel: Auftrennung des Leiters R an verschiedenen Netzstellen), bei denen das „einfache Ersatzbild" für den Spartransformator T_1 anwendbar oder nicht anwendbar ist.

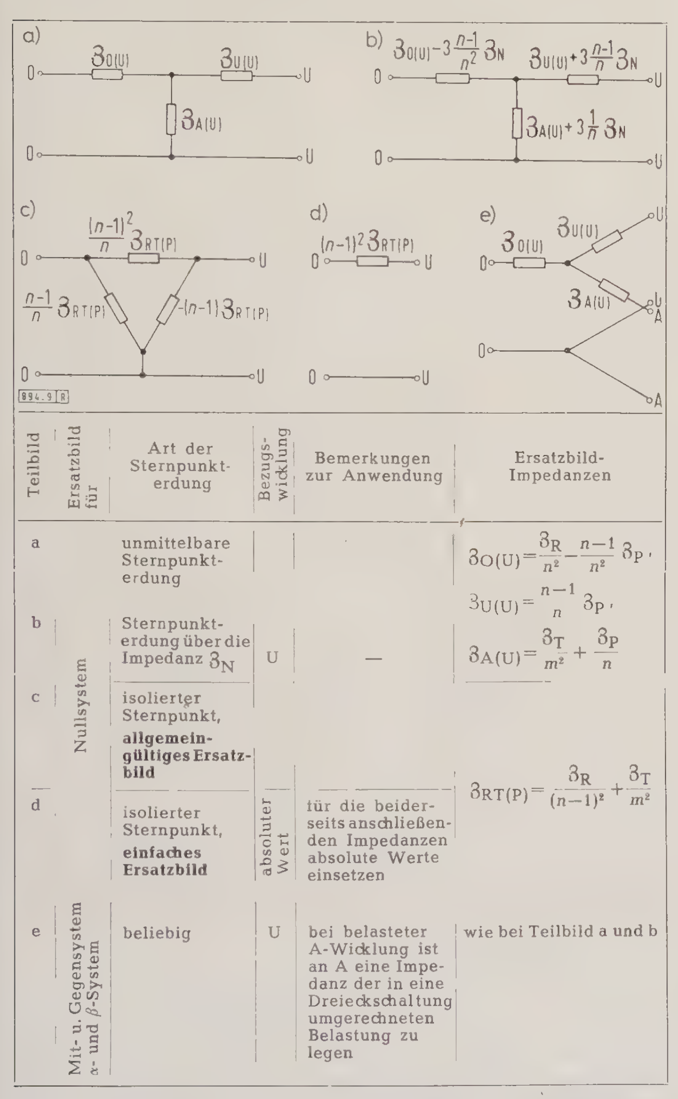
anwendbar bei der Auftrennung an folgenden Stellen	nicht anwendbar bei der Auftrennung an folgenden Stellen
A und B	B und C
D und E	A und C
C und E	B und D
C und D	A und D
B und E	B und C und E
A und E	A und C und D
A und B und E	A und C und E
C und D und E	usw.

die Spannung herauftransformiert und der andere im gleichen Verhältnis herabtransformiert (Bild 8, Fall B und E sowie A und E).

Aus den Überlegungen im vorigen Absatz und den darin angegebenen Beispielen (Bild 8) ergibt sich folgende allgemeine Regel:

Das einfache Ersatzbild des Spartransformators mit isoliertem Sternpunkt ist in folgenden beiden Fällen anwendbar. Zweipol-Fall: Die eine Seite des Spartransformators wird durch einen passiven Zweipol abgeschlossen. Vierpol-Fall: Zwischen zwei Spartransformatoren mit gleichem Übersetzungsverhältnis — der eine herauftransformierend, der andere herabtransformierend — liegt ein passiver Vierpol (Bild 10).

Diese beiden Fälle umfassen sämtliche möglichen Störungen mit einer Kuppelstelle und sehr viele Störungen mit zwei oder mehreren Kuppelstellen. Es wird daher nur in seltenen Fällen notwendig werden, das allgemeingültige Ersatzbild anzuwenden.



Teilbild	Ersatzbild für	Art der Sternpunkterdung	Bezugswicklung	Bemerkungen zur Anwendung	Ersatzbild-Impedanzen
a	Nullsystem	unmittelbare Sternpunkterdung	U	—	$\mathfrak{Z}_{O(U)} = \frac{\mathfrak{Z}_R}{n^2} - \frac{n-1}{n^2}\,\mathfrak{Z}_P$, $\mathfrak{Z}_{U(U)} = \frac{n-1}{n}\,\mathfrak{Z}_P$, $\mathfrak{Z}_{A(U)} = \frac{\mathfrak{Z}_T}{m^2} + \frac{\mathfrak{Z}_P}{n}$
b	Nullsystem	Sternpunkterdung über die Impedanz $\mathfrak{Z}_N$	U	—	
c	Nullsystem	isolierter Sternpunkt, **allgemeingültiges Ersatzbild**	U		$\mathfrak{Z}_{RT(P)} = \frac{\mathfrak{Z}_R}{(n-1)^2} + \frac{\mathfrak{Z}_T}{m^2}$
d	Nullsystem	isolierter Sternpunkt, **einfaches Ersatzbild**	absoluter Wert	für die beiderseits anschließenden Impedanzen absolute Werte einsetzen	
e	Mit- u. Gegensystem α- und β-System	beliebig	U	bei belasteter A-Wicklung ist an A eine Impedanz der in eine Dreieckschaltung umgerechneten Belastung zu legen	wie bei Teilbild a und b

Bild 9. Die Ersatzbilder des Stern-Spartransformators mit Tertiärwicklung für das Rechnen mit symmetrischen Komponenten und $\alpha\beta 0$-Komponenten.

Übereinstimmung zwischen einfachem und allgemeingültigem Ersatzbild

Im vorigen Abschnitt wurden die verschiedenen Möglichkeiten der Anwendung des einfachen Ersatzbildes auf zwei Fälle zurückgeführt, auf den Zweipol- und den Vierpol-Fall. An Stelle des einfachen Ersatzbildes muß natürlich auch das allgemeingültige Ersatzbild angewendet werden können.

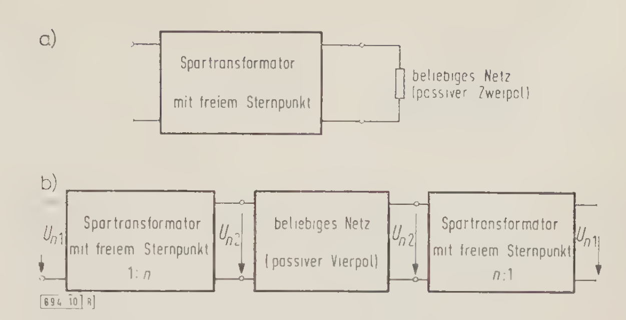


Bild 10. Die beiden Anordnungen, bei denen das „einfache Ersatzbild" für Spartransformatoren mit isoliertem Sternpunkt anwendbar ist.

a) Zweipol-Fall, b) Vierpol-Fall.

Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, die Übereinstimmung zwischen dem mathematisch ermittelten allgemeingültigen Ersatzbild und dem aus physikalischer Anschauung entstandenen einfachen Ersatzbild allgemein nachzuweisen. Dieser Beweis läßt sich mit Hilfe der Vierpoltheorie und der Matrizenrechnung ohne großen Rechenaufwand führen.

Vierpol-Fall

Die beiden zu vergleichenden Anordnungen sind in Bild 11 dargestellt. Die Aufgabe besteht darin, die Gleichwertigkeit dieser beiden Gesamt-Vierpole festzustellen. Das wäre durch Vergleich der Gesamt-Widerstandsmatrix möglich; bei den hier vorliegenden Vierpol-Kettenschaltungen ist jedoch der Vergleich der Gesamt-Kettenmatrix zweckmäßiger, da sich diese einfach als Produkt der Einzel-Kettenmatrizen berechnen läßt:

Bild 11 a): $\|\mathfrak{A}_{\text{ges}\,\nabla}\| = \|\mathfrak{A}_{\nabla}\| \cdot \|\mathfrak{A}'\| \cdot \|\mathfrak{A}_{\nabla\,\text{rückw}}\|$,

Bild 11 b): $\|\mathfrak{A}_{\text{ges}\,\varepsilon}\| = \|\mathfrak{A}_{\varepsilon}\| \cdot \|\mathfrak{A}\| \cdot \|\mathfrak{A}_{\varepsilon}\|$.

Als Bezugsspannung der gesamten Ersatzschaltung sei die Spannung der Unterspannungswicklung festgelegt. Dann sind auf der Unterspannungsseite in Bild 11b absolute Werte einzusetzen, infolgedessen auch für die Vierpole der beiden Spartransformatoren und für den oberspannungsseitigen beliebigen Vierpol (Widerstandsmatrix $\|\mathfrak{W}\|$). In Bild 11a ist alles auf die Spannung der Unterspannungswicklung zu beziehen: Die Vierpole der beiden Spartransformatoren sind bereits mit dieser Bezugsspannung gegeben (Bild 5), die Widerstände des beliebigen Vierpols sind umzurechnen, so daß sich die Widerstandsmatrix $1/n^2 \cdot \|\mathfrak{W}\|$ ergibt.

Nach den Regeln der Vierpoltheorie lauten die Kettenmatrizen der Spartransformator-Ersatzbilder:

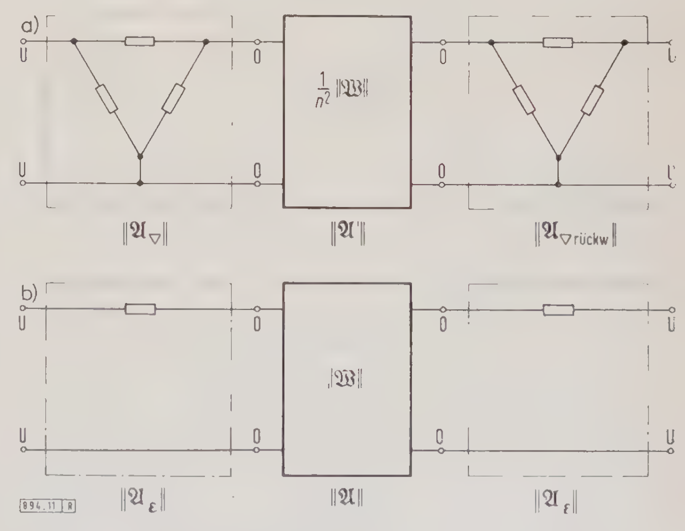
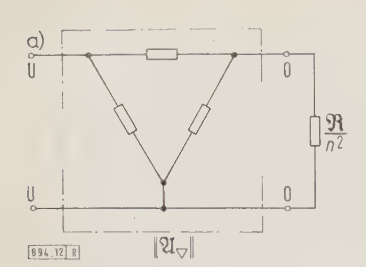


Bild 11. Miteinander zu vergleichende Schaltungen des Vierpol-Falls.

a) mit „allgemeingültigem Ersatzbild",
b) mit „einfachem Ersatzbild".



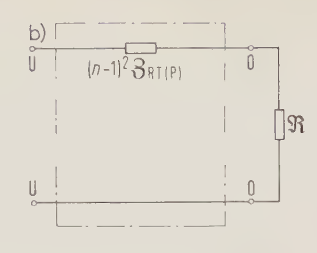


Bild 12. Miteinander zu vergleichende Schaltungen des Zweipol-Falls.
a) mit „allgemeingültigem Ersatzbild",
b) mit „einfachem Ersatzbild".

$$\mathfrak{A}_{\varepsilon} = \begin{Vmatrix} 1 & (n-1)^2\, \mathfrak{Z}_{RT(P)} \\ 0 & 1 \end{Vmatrix} \quad \text{(richtungsunabhängig)},$$

$$\mathfrak{A}_{\triangledown} = \begin{Vmatrix} n & \dfrac{(n-1)^2}{n}\, \mathfrak{Z}_{RT(P)} \\ 0 & \dfrac{1}{n} \end{Vmatrix} \quad \text{(Richtung U} \rightarrow \text{O)}.$$

Tauschen n und $1/n$ ihre Stellung, so erhält man

$$\mathfrak{A}_{\triangledown\,\text{rückw}} \quad \text{(Richtung O} \rightarrow \text{U)}.$$

Die Kettenmatrix zu $\|\mathfrak{W}\|$ sei:

$$\mathfrak{A} = \begin{Vmatrix} \mathfrak{A}_{11} & \mathfrak{A}_{12} \\ \mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{22} \end{Vmatrix}.$$

Dann lautet die Kettenmatrix zu $1/n^2 \cdot \|\mathfrak{W}\|$:

$$\|\mathfrak{A}'\| = \begin{Vmatrix} \mathfrak{A}_{11} & \dfrac{\mathfrak{A}_{12}}{n^2} \\ n^2\,\mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{22} \end{Vmatrix}.$$

Als Ergebnis der Multiplikation nach Bild 11 a erhält man:

$$\|\mathfrak{A}_{\text{ges}\,\triangledown}\| = \begin{Vmatrix} \mathfrak{A}_{11} + (n-1)^2\,\mathfrak{Z}\cdot\mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{12} + (n-1)^2\,\mathfrak{Z}\cdot\mathfrak{A}_{22} + (n-1)^2\,\mathfrak{Z}\,[\mathfrak{A}_{11} + (n-1)^2\,\mathfrak{Z}\cdot\mathfrak{A}_{21}] \\ \mathfrak{A}_{21} & \mathfrak{A}_{22} + (n-1)^2\,\mathfrak{Z}\cdot\mathfrak{A}_{21} \end{Vmatrix},$$

worin $\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_{RT(P)}$ ist. Zu dem gleichen Ergebnis kommt man für $\|\mathfrak{A}_{\text{ges}\,\varepsilon}\|$. Damit ist die Gleichwertigkeit beider Anordnungen bewiesen.

Zweipol-Fall

Bei den in Bild 12 gezeigten Anordnungen sollen die Widerstände der Gesamt-Zweipole verglichen werden. Für Bezugsspannung und Umrechnung gilt das gleiche wie beim Vierpol-Fall.

Für den Spartransformator in Bild 12a erhält man mittels Matrix $\|\mathfrak{A}_{\triangledown}\|$ die Kettengleichungen:

$$\mathfrak{U}_1 = n\,\mathfrak{U}_2 + \mathfrak{J}_2\,\frac{(n-1)^2}{n}\,\mathfrak{Z}_{RT(P)},$$

$$\mathfrak{J}_1 = \frac{1}{n}\cdot\mathfrak{J}_2.$$

Mit $\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{R}/n^2 \cdot \mathfrak{J}_2$ ergibt sich der gesuchte Widerstand

$$\mathfrak{R}_{\text{ges}\,\triangledown} = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{J}_1} = \frac{n\,\dfrac{\mathfrak{R}}{n^2} + \dfrac{(n-1)^2}{n}\,\mathfrak{Z}_{RT(P)}}{\dfrac{1}{n}} = \mathfrak{R} + (n-1)^2\cdot\mathfrak{Z}_{RT(P)}.$$

Den gleichen Gesamtwiderstand liest man unmittelbar aus Bild 12b ab; es ist also

$$\mathfrak{R}_{\text{ges}\,\triangledown} = \mathfrak{R}_{\text{ges}\,\varepsilon}.$$

Damit ist die Übereinstimmung der beiden Spartransformator-Ersatzbilder auch für den Zweipol-Fall nachgewiesen.

Zusammenfassung

In der Arbeit werden die Ersatzbilder des Stern-Spartransformators für das Rechnen mit symmetrischen Komponenten und $\alpha\beta 0$-Komponenten abgeleitet. Diese Ersatzbilder benötigt man für Netzberechnungen oder Netzmodell-Messungen bei unsymmetrischem und gestörtem Betrieb. Es wird gezeigt, daß das Ersatzbild im Mit-, Gegen-, α- und β-System mit einem zuvor entwickelten Betriebsform-Ersatzbild identisch ist. Für das Nullsystem werden vier Ersatzbild-Varianten abgeleitet: Nullsystem-Ersatzbild bei unmittelbarer Sternpunkterdung, bei Sternpunkterdung über eine Impedanz sowie bei isoliertem Sternpunkt entweder als „allgemeingültiges Ersatzbild" oder als sogenanntes „einfaches Ersatzbild". Die Nachteile und die Grenzen der Anwendbarkeit der beiden zuletzt genannten Ersatzbilder werden aufgezeigt. Sämtliche Ersatzbilder mit den wichtigsten Angaben über deren Anwendung sind in einer Bildtafel zusammengestellt.

Schrifttum

[1] *Drunk, W.*: Entwicklung des Spartransformator-Ersatzbildes für symmetrischen Netzbetrieb. ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 10, S. 307–311.

[2] *Funk, G.*: Der Kurzschluß im Drehstromnetz. Verlag Oldenbourg, München (in Vorbereitung).

[3] *Clarke, E.*: Circuit analysis of a-c-power systems. Bd. 2. John Wiley & Sons, New York, 1950.

[4] *Wagner, C. F.*, u. *Evans, R. D.*: Symmetrical components. McGraw-Hill Book Company, New York und London, 1933. S. 119–131.

[5] *Preininger, G.*: Die Berechnung der Einphasenkurzschlußströme von Transformatoren in Netzen mit starr geerdetem Sternpunkt. Elin-Z. Bd. 9 (1957) S. 200–210.

Thermische Kennlinien von Siliziumdioden

DK 621.382.2.019.33

Bei vielen praktischen Anwendungen von Halbleiter-Bauelementen müssen besondere Vorkehrungen für eine hinreichende Konstanz gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur getroffen werden. Nur in Einzelfällen wird man durch Hilfsthermostate die elektrischen Eigenschaften der Schaltkreise zu stabilisieren versuchen. Im allgemeinen genügt es, durch geeignete Kombinationen die Temperaturabhängigkeiten der Schaltelemente zu kompensieren. Dazu ist eine genaue Kenntnis des thermischen Verhaltens von Dioden und Transistoren notwendig.

Im ersten Teil seiner Abhandlung hat der Verfasser[1]) für Siliziumdioden die physikalischen Ursachen einer thermischen Veränderung der Kennlinien erläutert. In dem nun vorliegenden zweiten Teil werden Verfahren zur Bestimmung der thermischen Eigenschaften (thermischer Widerstand, thermische Relaxationszeit) und Beispiele für praktische Kombinationen mehrerer Siliziumdioden beschrieben.

Bei hinreichend kleinem Fluß nimmt die Flußspannung mit steigender Temperatur zunächst ab und bei stärkeren Flüssen zu. In der Sperrichtung hingegen steigt die Spannung durchweg mit zunehmender Temperatur an.

Beachtet man, daß bei Spannungen unter 6 V die vom Verfasser beschriebene Siliziumdiode im Flußgebiet einen steileren Verlauf aufweist als im Zener-Bereich des Sperrgebietes, so kann durch Hintereinanderschalten dreier Dioden, von denen eine in Sperrichtung gepolt ist, eine temperaturkonstante Regelspannung eingestellt werden. Diese schwankt z. B. bei 8 V und 10 mA nur um 0,007 V für Temperaturen zwischen −55 °C und +100 °C. Infolge der meist nichtlinearen Temperaturabhängigkeit ist es zur richtigen Bemessung derartiger Anordnungen notwendig, das thermische Verhalten mindestens bei drei Temperaturen des interessierenden Intervalles zu ermitteln. Der Verfasser beschränkt sich in seinen Ausführungen auf bestimmte Siliziumdioden für einen eng begrenzten Anwendungszweck, ohne die erwähnte allgemeinere Problemstellung weiter zu berühren. *GL*

1) Nach *Madigan, J. R.*: Thermal characteristics of silicon diodes. Electronic Ind. Bd. 19 (1960) S. 83–87; 10 B., 4 Qu.

RUNDSCHAU

DK 621.362 : 538.5

Magnetohydrodynamische Generatoren. (M.H.D. generation). Nach *Hawley, R.:* Electr. Times Bd. 138 (1960) S. 301–305; 8 B., 18 Qu.

Versuche, den elektrischen Strom unmittelbar zu erzeugen, gewinnen immer mehr an Interesse. Von den in Betracht kommenden Verfahren scheint die magnetohydrodynamische Energieerzeugung das aussichtsreichste zu sein. Die Arbeiten an solchen Generatoren, die besonders im Zusammenhang mit der Raketen- und Raumfahrtentwicklung aufgenommen wurden, haben die Erkenntnisse auf dem Gebiet der elektrischen Leitfähigkeit von Gasen bei hohen Temperaturen sehr gefördert und es ermöglicht, Versuchsgeneratoren zu bauen. Das Grundprinzip derartiger Generatoren besteht darin, daß Gase erhitzt werden und daß ihnen geladene Teilchen zugeführt werden. Die Gase durchströmen dann eine Düse, in der die Wärmeenergie in kinetische Energie umgewandelt wird. Ein Teil kann direkt als elektrische Energie in einen elektrischen Stromkreis übergeführt werden.

Es gibt verschiedene Typen solcher Generatoren, z. B. den Querfeld- und den Radialfeld-Generator. Sie unterscheiden sich nur in der Art, in der das Magnetfeld erzeugt wird, das dazu dient, die Elektronen von den positiven Ionen zu trennen. Beim Querfeldgenerator werden die heißen Gase in einer Düse adiabatisch expandiert und zu hoher Geschwindigkeit beschleunigt. Dann passieren sie einen Spalt mit einem magnetischen Querfeld, das von einem Elektromagneten erzeugt wird. Hier werden die Elektronen an einer Elektrode gesammelt und abgeführt. Neben den Haupttypen, die nach dem hier skizzierten Grundprinzip arbeiten, gibt es noch weitere abgewandelte Typen.

Von solchen Generatoren gibt es bereits weitgehend ausgearbeitete Projekte für Leistungen in der Größenordnung von 400 MW und Versuchsausführungen in der Größenordnung von 10 kW. An einem Versuchsgenerator, der mit einem Plasmastrahl arbeitet, wurden maximal 430 A bei 27 V und über 5 s etwa 1 kW erzeugt. Der Generator arbeitete mit Argon und 1 % Kalium bei einer Temperatur von 2800 °K. Ein anderer Generator, der mit den Verbrennungsprodukten von Heizöl und mit Sauerstoff arbeitet, erzeugte 8 kW über eine Zeitdauer von 5 min. Die Entwicklungen erlauben bereits im jetzigen Stand der Entwicklung die Vermutung, daß größere thermische Wirkungsgrade ermöglicht werden, und daß für höhere Leistungen ab 100 MW solche Generatoren wegen des geringeren Gewichtes besonders für die Raumfahrt den herkömmlichen Generatoren überlegen sein werden. Für kleinere Leistungen scheint sich kein Vorteil gegenüber den heutigen Typen zu ergeben.

Hö

DK 621.311.21 : 621.221.4 : 621.316.719.2

Elektrische Bremsung von Pumpspeichersätzen. Nach *Hafla, A.:* Siemens-Z. Bd. 34 (1960) S. 294–300; 7 B., 3 Qu.

Außer der herkömmlichen mechanischen Bremsung von Pumpspeichersätzen wird in neuerer Zeit in zunehmendem Maße die elektrische Bremsung angewendet. Will man einen möglichst kurzzeitigen Übergang vom Turbinenbetrieb zum Pumpbetrieb erreichen, so kann dies mit einer auf der Pumpenwelle sitzenden Anwurfturbine, die aus der Druckrohrleitung gespeist wird, erreicht werden. Es ergeben sich kurze Umsteuerzeiten (etwa 1,5 min).

In manchen Fällen ist aber die Forderung der schnellen Umsteuerbarkeit nicht ganz so streng, so daß mit einer weniger aufwendigen Anordnung (die Anwurfturbine entfällt) befriedigende Betriebseigenschaften des Pumpspeichersatzes erreicht werden. Dabei wird im Turbinenbetrieb die laufende Einheit Turbine—Generator nach Beendigung des Schließvorganges elektrisch gebremst. Während zunächst in der Nähe der Nenndrehzahl hauptsächlich das Bremsmoment des im Wasser umlaufenden Turbinenlaufrades eine Drehzahlverminderung bewirkt, wird später bei niedereren Drehzahlen der Einfluß der elektrischen Bremsung bestimmend für die Verkürzung der Anlaufzeiten. Für die Dauer der elektrischen Bremsung ist die Ständerwicklung der Synchronmaschine direkt oder über äußere Belastungswiderstände kurzgeschlossen. Der Läufer wird so erregt, daß im Ständer ein Strom fließt, der im allgemeinen den Nennstrom nicht überschreitet.

Der Bericht behandelt unter anderem die grundsätzliche Schaltung für die elektrische Bremsung, den Ablauf der einzelnen Vorgänge beim Bremsen bis zum Stillstand des Maschinensatzes und die Drehzahlabhängigkeit der bremsenden Momente. Die Gleichung für das Bremsmoment in Abhängigkeit vom Schlupf wird hergeleitet und dabei auf den steilen Anstieg des Bremsmomentes unmittelbar vor dem Stillstand hingewiesen. Es werden der Einfluß äußerer Belastungswiderstände allgemein und experimentell ermittelte Auslaufkurven eines 35-MVA-Maschinensatzes bei verschiedenen Bremsströmen mit und ohne Außenwiderstände aufgezeigt. Weiter sind Angaben zur Automatisierung des Bremsvorganges gemacht und ein Oszillogramm einer elektrischen Bremsung ausführlich besprochen. Für eine 35-MVA-Pumpspeichermaschine (Nenndrehzahl 375 U/min) mit großem Schwungmoment (1280 tm²) ergibt sich eine Auslaufzeit von insgesamt etwa 4 min.

Mer

DK 621.317.374 : 621.314.2.001.4

Die Messung des Verlustfaktors tan δ bei der Transformatorenprüfung. Nach *Wilfling, W.,* u. *Bach, W.:* Elektrie Bd. 14 (1960) S. 157–160; 11 B., 3 Qu.

Der Aufsatz dürfte vor allem für die Hersteller von Hochspannungstransformatoren von Interesse sein. Er zeigt, daß in geeigneter Weise durchgeführte, vor der Wicklungsprüfung vorgenommene Verlustfaktormessungen Isolationsfehler aufdecken können, die ohne eine solche Voruntersuchung bei der Wicklungsprüfung zu Schäden des Gerätes führen würden.

Einleitend wird von den Verfassern die Theorie des Verlustfaktors von Transformatoren dargelegt, soweit man sie heute zu beherrschen glaubt; dabei wird gezeigt, daß sich der Gesamtverluststrom nach der Formel $i_V = i_p + i_g + i_{Le}$ aus drei Anteilen zusammensetzt, die von Polarisationsvorgängen (i_p), der Ionenwanderung (i_g) und der Restleitfähigkeit (i_{Le}) herrühren. i_p und i_g setzen sich wiederum aus je drei Komponenten zusammen, die näher besprochen werden.

Weiterhin wird beschrieben, welche rechnerischen Grundbeziehungen bei der Verlustfaktormessung mit Hilfe der Hochspannungs-Meßbrücke nach *Schering* gelten, welche Messungen eine Beurteilung des zu untersuchenden Isolierstoffes zulassen, und welche Maßnahmen geeignet sind, Meßfehler — insbesondere durch Glimmerscheinungen an der Hochspannungszuleitung — auszuschließen. An geeigneten Beispielen erläutern die Verfasser die Entstehung des Verlustfaktors in Abhängigkeit von der Spannung bei guter und schlechter Isolation; sie zeigen, wie auf Grund zweckmäßig ausgeführter Verlustfaktormessungen an einem Transformator mit z. B. verschmutzter Isolierung erkennbar wird, an welcher Stelle des Gerätes der Schaden zu suchen ist, und wodurch er wahrscheinlich verursacht wird.

Ein weiterer Abschnitt gilt den Messungen des tan δ in Abhängigkeit von der Zeit. Diese haben — vom rein wissenschaftlichen Interesse abgesehen — den Vorteil, daß sie eine Beurteilung der Isolation erlauben und im allgemeinen eine Verbesserung des Isolationszustandes im Sinne einer elektrolytischen Reinigung des Dielektrikums bewirken. Die diskutierten Befunde wurden an Transformatoren mit Weichpapierisolierung erhalten. Abschließend sind einige praktische Erfolge genannt, die durch Anwendung des beschriebenen Verfahrens erzielt wurden.

Wnr

DK 621.398 : 621.316

Konstruktionselemente für die optimale Ausnutzung von Netzkommandoanlagen. Nach *Isay, G.:* Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver. Bd. 51 (1960) S. 115–118; 3 B.

Die Netzkommandoanlagen wurden bekanntlich auf Wunsch der Elektrizitätswerke entwickelt, weil die zuvor für verschiedene Steuerungsaufgaben im Netz verwendete Schaltuhr den Anforderungen nicht mehr genügte. Ein wesentlicher Fortschritt in dieser Hinsicht war die Einführung des Synchronwählverfahrens nach dem Impuls-Intervall-System, denn man benötigte nun nicht mehr zwölf Steuerfrequenzen im Bereich von 300 bis 1000 Hz, sondern nur noch eine Frequenz. Ferner wurde es dadurch möglich, eine große Anzahl von Doppelbefehlen zu übertragen, wo-

durch den gestiegenen Anforderungen im Netzbetrieb besser begegnet werden konnte.

In diesem Zusammenhang beschreibt der Verfasser Aufbau und Wirkungsweise der drei Konstruktionselemente des Sauter-Systems, nämlich den Dekadenwähler, den Empfänger-Eingangskreis und den Koordinatenwähler. Der Dekadenwähler, der sich seit etwa 10 Jahren als sehr betriebssicher erwiesen hat, gestattet ohne Kombinations- oder Gruppenwahl die unmittelbare Auswertung der 50 Doppelbefehle in einem Empfänger. Beim Empfänger-Eingangskreis sind gegenwärtig zur frequenzmäßigen Auswahl der Impulse mehrere Methoden üblich, von denen der Verfasser nur das Verfahren mit dem Reihenresonanzkreis mit Kaltkathodenrelais (Triode) und nachgeschaltetem Klappankerrelais näher erläutert.

Der Koordinatenwähler, der die sendeseitige Ergänzung des Dekadenwählers ist, wurde erstmalig im Jahre 1951 verwendet. Er wird in zwei verschiedenen Typen hergestellt, und zwar als Einheit für 25 Doppelbefehle mit 48 Zeitreihen und als Einheit von 40 Einfachbefehlen mit ebenfalls 48 Zeitreihen. Außer dem automatisch ablaufenden Programm sind beim Koordinatenwähler eine Reihe von handbetätigten Befehlen für besondere Zwecke (innere betriebliche Angelegenheiten, Alarm usw.) ausführbar. *Ksch*

DK 621.398 : 654.93

Die industrielle Nahwirktechnik. Nach *Schein, D.:* AEG-Mitt. Bd. 50 (1960) S. 143–146; 6 B., 1 Taf.

Zum Übertragen von Schaltbefehlen, Meldungen und Meßwerten ist ein Verfahren für die industrielle Anwendung interessant geworden, das bisher vorwiegend in der Wechselstrom-Telegraphie und bestimmten Fernwirkanlagen verwendet wurde. Dieses Tonfrequenz-Multiplexverfahren benutzt als Informationsträger einzelne Tonfrequenzen. Vorzugsweise werden bis zu 24 im Bereich von 420 Hz bis 3180 Hz liegende Frequenzen mit einem Kanalabstand von 120 Hz auf den jeweiligen Übertragungskanal gegeben. In einem Blockschaltplan zeigt der Verfasser die Übertragungsarten der industriellen Nahwirktechnik und ihre Wirkungsweise. Die Tonfrequenzen werden in frequenzstabilen Transistor-Oszillatoren erzeugt, über Schaltelemente und Entkopplungsglieder auf eine Mischanordnung gegeben und verstärkt dem jeweiligen gewählten Übertragungssystem zugeführt. Das am Empfangsort ankommende Tonfrequenzgemisch wird mit Filtern in die einzelnen Frequenzanteile zerlegt und nach Gleichrichtung einer Transistor-Kippstufe aufgeschaltet, in deren Ausgangskreis ein Relais liegt. Die Bausteine der Tonfrequenz-Nahwirktechnik sind voll transistorisiert und in der Mehrzahl als Steckeinheiten ausgeführt. Durch Verwenden von Halbleiterelementen und elektrischen Filtern gelingt es, erschütterungs-unempfindliche Geräte herzustellen.

Die industrielle Nahwirktechnik kann mit Erfolg zum Einsparen von Adern in vieladrigen Steuerkabeln größerer Länge angewandt werden. Die jedem Übertragungssystem eigene Übertragungszeit ist bei Frequenz-Multiplexbetrieb kurz. Mit Hilfe der Nahwirktechnik lassen sich Fernsteuerungen und Meldeeinrichtungen für verschiedene Anwendungsgebiete ausführen, u. a. Anlagen mit mehreren Steuerwarten, Krananlagen, Förderanlagen, Bahnen und Steuerungen größerer Werkzeugmaschinen. Außerdem können Netzleitungen als Steuerleitungen mit Tonfrequenz belegt werden. Mit zwei Tonfrequenzkanälen können in einer Nahwirkanlage einwandfreie Sicherheitsmaßnahmen, wie Notabschaltungen und Totmanneinrichtungen, getroffen werden. Die Nahwirktechnik kann auch in Verbindung mit Impulssystemen zur Kanalvervielfachung angewandt werden.

Als Ausführungsbeispiel wird eine UKW-Kransteuerung beschrieben. Für einen Laufkran mit vier Antrieben, Kran- und Katzfahrwerk, einem Haupt- und einem Hilfshubwerk wurde eine Funkfernsteuerung gebaut. Die Aufteilung der Steuerfrequenzen für diese Fernsteuerung ist in einer Tafel angegeben. Das Steuergerät enthält sechzehn Tonfrequenzerzeuger. Um ein einwandfreies Arbeiten der Tonfrequenzgeräte in Verbindung mit der Funkanlage zu erzielen, ist der UKW-Empfänger so ausgeführt, daß er bei genügend hoher Empfangsfeldstärke die Tonfrequenz zu den Filtern durchschaltet. Die beschriebene Fernsteuerung ist bis auf die Funkgeräte, die im 160-MHz-Band arbeiten und wegen dieser hohen Frequenz noch mit Röhren bestückt sind, voll transistorisiert und mit gedruckten Schaltungen ausgerüstet. *Hlk*

DK 621.317.412

Waage zur Messung der Suszeptibilität bei Metallen mit sehr niedrigem spezifischen Widerstand. (Susceptibility servo-balance for measurements on metals of extremely low resistivities.) Nach *Hedgcock, F. T.,* u. *Muir, W. B.:* Rev. sci. Instrum. Bd. 31 (1960) S. 390–394; 5 B., zahlr. Qu.

In der experimentellen Metallkunde wird vielfach die Messung der magnetischen Suszeptibilität benutzt. Bei Legierungsuntersuchungen lassen sich z. B. aus ihrer Änderung in Abhängigkeit von der Temperatur nach mechanischen oder Wärmebehandlungen wichtige Schlüsse ziehen, ebenso wie aus den Änderungen anderer physikalischer Eigenschaften, z. B. der elektrischen Leitfähigkeit, der röntgenographischen Struktur oder der spezifischen Wärme. Da empfindliche Hochfrequenzmethoden wegen des Skineffektes in der Regel versagen, mißt man die Suszeptibilität im allgemeinen mit sogenannten magnetischen Waagen, bei denen die Proben einem starken und inhomogenen Magnetfeld mit möglichst konstantem $H \cdot \mathrm{d}H/\mathrm{d}x$ ausgesetzt werden (Faraday-Methode) oder sich nur mit einem Ende in einem homogenen Magnetfeld befinden (Gouy-Methode). Die auf sie wirkende magnetische Kraft ist der Suszeptibilität proportional.

Da mit der Kraftmessung in der Regel eine geringe Bewegung verbunden ist, kann es bei großen Proben sehr reinen Metalls und tiefen Temperaturen von wenigen Grad Kelvin, d. h. bei sehr kleinen spezifischen Widerständen vorkommen, daß durch in der Probe induzierte Wirbelströme das Wägesystem außerordentlich stark gedämpft und damit die Messung sehr erschwert wird. Dieser Sonderfall ist allerdings selten gegeben, und in der Regel muß das Wägesystem noch durch zusätzliche Maßnahmen gedämpft werden.

Die in der vorliegenden Arbeit beschriebene magnetische Waage ist jedoch besonders auf die oben erwähnten Bedingungen zugeschnitten, und es sind die Maßnahmen zur Unterdrückung des Dämpfungseinflusses erörtert. Benutzt wird die gewöhnliche Wiegemethode mit einem kleinen und stabilen Balkenwaagesystem in einer Null-Anordnung. Ein elektrodynamisches Tauchspulsystem erzeugt die Kompensationskraft, die Nullstellung wird über Lampe, Drehspiegel und Photozellen kontrolliert.

Der Kern der Anordnung ist nun ein geschlossener Gegenkopplungskreis — man kann ihn auch als Regelkreis auffassen —, der, ausgehend von dem Drehspiegel, über die Photozellen und einen das Tauchspulsystem speisenden Gleichstromverstärker den Waagebalken selbsttätig in die Nullstellung zurückführt. Der Kompensationsstrom wird gleichzeitig zur Anzeige der Kraft (Suszeptibilität) benutzt. Je größer der Verstärkungsfaktor in diesem Regelkreis — der Gegenkopplungsfaktor also — ist, eine um so kleinere Auslenkung der Probe ist erforderlich, wodurch eine geringe Wirbelstrombildung und eine um so schnellere Einstellung des Wägesystems erreicht wird.

Neben dem Aufbau der Waage und der Schaltung der Verstärker werden in dem Aufsatz eingehend die Stabilitätsbedingungen des Regelkreises erörtert. Zur Charakterisierung der Empfindlichkeit des Systems ist angegeben, daß bei großen Metallproben mit einem spezifischen Widerstand von weniger als 10^{-9} Ωcm Änderungen der Suszeptibilität um 10^{-9} el.-magn. Einheiten je Gramm noch erkennbar seien. *Al*

DK 534.76 : 681.84.087.7

Eine Theorie über das Richtungshören und die Verwendbarkeit in der Stereotechnik. (An energy theory of directional hearing and its applications in stereophony.) Nach *Mertens, H.:* Rev. Eur. Broadcasting Union (E.B.U.) 1960, H. 59, S. 22 bis 33; 10 B., 4 Taf., 10 Qu.

Da in der Stereotechnik das Richtungshören entscheidende Bedeutung erlangt hat, hält der Verfasser es für wichtig, die Übertragungsfunktion zu kennen, die den Zusammenhang zwischen Richtungseindruck und Schalleinfallswinkel darstellt.

Er leitet zunächst den Schalldruck auf der Oberfläche einer Kugel von 21 cm Dmr. nach Betrag und Phase ab, und zwar in Abhängigkeit vom Einfallswinkel, bezogen auf den ungestörten Schalldruck bei verschiedenen Frequenzen. Hieraus werden weiterhin der Unterschied der Schalldruckamplitude und die Zeitdifferenz zwischen beiden Ohren berechnet. Amplituden und Zeitdifferenz haben in Abhängigkeit von der Frequenz unterschiedlichen Einfluß, der bisher

quantitativ nicht aufzuteilen war. Der Verfasser beweist, daß es möglich ist, die Schallorientierung auf eine einzige Ursache zurückzuführen, nämlich auf die Zeitunterschiede in der Wahrnehmung von Impulsen.

Die durch eine sehr eingehende Rechnung gewonnenen Ergebnisse seiner Theorie wendet er auf die zweikanalige Wiedergabe an und betrachtet zwei verschiedene Aufnahmeverfahren, nämlich das der Intensitätsstereophonie (Stereo sonic system) und das der AB-Stereophonie (RTF system). Er kommt zu dem Ergebnis einer guten Übereinstimmung zwischen Theorie und Experiment bei der Intensitätsstereophonie und einer angenäherten Übereinstimmung bei der AB-Stereophonie. Er schließt mit der Bemerkung, daß sich die Ergebnisse noch verbessern lassen, wenn die aus dem Kopfmodell errechneten Werte durch experimentelle ersetzt werden können. *Schlg*

DK 621.375.122

Reaktanzverstärker. Nach *Steyskal, H.:* Phys. Bl. Bd. 16 (1960) S. 186–192; 4 B., 4 Qu.

Im Gegensatz zu Verstärkeranordnungen mit Elektronenröhren und Transistoren, die Gleichstromenergie in Wechselstromenergie umwandeln, hat der unter anderem auch als parametrischer Verstärker oder negativer Widerstandsverstärker bezeichnete Reaktanzverstärker eine Wechselstromquelle als Energieerzeuger. Durch sein geringes Rauschen ist er allen anderen Verstärkern überlegen und daher besonders für die Vorverstärkung sehr schwacher Signale bei hohen Frequenzen geeignet.

Das Zustandekommen der Verstärkung ist in Bild 1 schematisch dargestellt. Wird in einem aus L und C aufgebauten Schwingungskreis der Plattenabstand d_0 des Kondensators C, an dem die in Bild 1 b in ihrem Vorlauf gegebene Spannung liegt, ruckartig zur Zeit t_1 auf d_1 vergrößert, dann muß dabei mechanische Energie zugeführt werden, da die Bewegung gegen die statische Zugkraft zwischen den Platten stattfindet. Elektrisch zeigt sich die Energievergrößerung im sprunghaften Anwachsen der Kondensatorspannung u_C (Bild 1 c), bedingt durch das Verkleinern der Kapazität bei konstanter Ladung. Im Nulldurchgang der Spannung u_C zur Zeit t_2 werden dann die Kondensatorplatten wieder in die Ausgangslage d_0 zurückgebracht, wobei keinerlei Energieaustausch auftritt. Durch erneutes ruckartiges Auseinanderziehen der Kondensatorplatten auf d_1 zur Zeit t_3 erhält das Schwingungssystem eine weitere Energieerhöhung, und die Spannung u_C steigt wiederum an. Regelmäßige Abstandsänderungen $d = f(t)$ entsprechend Bild 1 d ermöglichen eine beliebige Vergrößerung der Schwingungsamplitude, führen also zur Entdämpfung des Schwingungskreises und rufen die gleiche Wirkung hervor wie ein im Kreis liegender negativer Widerstand. Wird die sprunghafte Kapazitätsänderung durch die in Bild 1 e dargestellte harmonische Änderung $\Delta C = f(t)$ ersetzt, dann muß, wie ein Vergleich mit Bild 1 b zeigt, bei der angegebenen Phasenlage der beiden periodischen Vorgänge die Frequenz der Kapazitätsänderung doppelt so groß sein wie die Signalfrequenz.

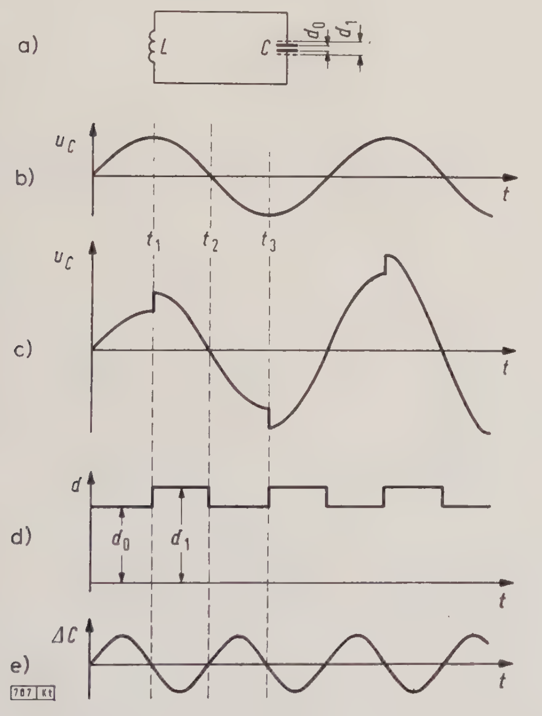


Bild 1. Prinzipschaltbild und Diagramme eines Reaktanzverstärkers.

a) Prinzipschaltbild,

b) Kondensatorspannung $u_C = f(t)$ als freie ungedämpfte Schwingung bei C = const.,

c) Kondensatorspannung $u_C = f(t)$ bei C-Verkleinerung zur Zeit t_1, C-Vergrößerung auf Ausgangswert zur Zeit t_2, erneute C-Verkleinerung zur Zeit t_3 usw.,

d) Abstandsänderung $d = f(t)$ für den in Kurve c festgelegten Spannungsverlauf,

e) Ersatz der sprunghaften C-Änderung ΔC durch harmonische C-Änderung mit der sogenannten Pumpfrequenz.

Technisch brauchbare Verstärker haben als veränderliche Kapazität eine Halbleiterdiode, deren durch ihre Sperrschichtdicke gegebene Kapazität vom Augenblickswert der Sperrspannung abhängt. Der zur periodischen Überlagerung einer konstanten Sperrspannung erforderliche Wechselstromgenerator wird als „Pumpgenerator" bezeichnet, da er während jeder Halbperiode elektrische Energie in den Schwingungskreis liefert; diese Energietransformation verläuft rauschfrei, da kein Konvektionsstrom auftritt.

Neben einem Blockschema des einfachsten Reaktanzverstärkers wird ein zwischen 350 und 5000 MHz arbeitender Geradeausverstärker angegeben, bei dem zusätzlich durch Einführung eines Hilfsresonanzkreises und Mischung von Pump- und Signalfrequenz die Phasenbedingung eliminiert wird; bei zehnfacher Leistungsverstärkung beträgt die Bandbreite 3 MHz, oberhalb einer Signalleistung von 10^{-8} W tritt Sättigung auf.

Grundsätzlich kann die Kapazitätsänderung $\Delta C = f(t)$ auch durch eine Änderung der Schwingkreisinduktivität $\Delta L = f(t)$ ersetzt werden, da in der Differentialgleichung der Schwingung L und C gleichwertige Parameter darstellen. Die erst am Anfang ihrer Entwicklung stehenden Reaktanzverstärker werden wegen ihres niedrigen Rauschpegels in der Radioastronomie, der Radartechnik und bei „scatter"-Funkverbindungen wesentliche Fortschritte bringen. *Fri*

DK 621.397.7

Neue Aufgaben beim Entwurf von Videoschaltanlagen. Nach *Germany, L. W.:* Rundfunktechn. Mitt. Bd. 4 (1960) S. 145–152; 11 B., 2 Taf.

Im Hauptschaltraum einer jeden größeren Fernseh-Studioanlage werden die Fernsehsignale sowohl der Bildsendung als auch der Begleittonsendung in ihre normgemäßen Formen gebracht und überprüft, bevor sie an das Leitungsnetz zur Weiterverteilung abgegeben werden. Da auch die von verschiedenen Studioräumen des Hauses und die von entfernten Studios oder von Außenübertragungen herrührenden Programmbeiträge hierher geführt und zu einem vorgeschriebenen Gesamtprogramm zusammengestellt werden müssen, sind entsprechende Schaltanlagen erforderlich, die es gestatten, die Programmbeiträge in der gewünschten Folge zeitlich lückenlos aneinanderzureihen.

Die von der Firma Pye Ltd., Cambridge (England), für diese Zwecke entwickelten Videoschaltanlagen werden in der vorliegenden Arbeit beschrieben. Bemerkenswert ist die Entwicklung einer Schaltanlage, welche die Schaltungen zur Programmzusammenstellung automatisch nach einem Lochstreifen ausführt. Die Schaltbefehle sind entsprechend der vorgeschriebenen Programmfolge vorher nach einem bestimmten Code in einen Papierstreifen eingestanzt, dessen Vorschub von der zentralen Uhrenanlage gesteuert wird. Die Automatik kann im Bedarfsfalle von Hand verzögert oder beschleunigt werden, wenn der tatsächliche Programmablauf dies erfordert. Mit Hilfe einer „Intervalluhr" kann der Programmablauf, dessen Befehlsfolge auf die Normalzeit bezogen ist, zu einer anderen Zeit von Hand gestartet oder um bestimmte Zeitabschnitte vorverlegt oder verzögert werden. Zeitanzeige und Signallampen lassen den jeweiligen Stand der automatischen Schaltanlage erkennen. *Böd*

VERBANDSNACHRICHTEN

VDE
Verband Deutscher Elektrotechniker

Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21

Fernruf: 60 341; Fernschreiber (Telex): 04–12 871; Telegramm-Kurzanschrift: Elektrobund, Postscheckkonto: Frankfurt a. M. 388 68.

Inkraftsetzung der Änderung a zu VDE 0141 „Vorschriften für Erdungen in Wechselstromanlagen für Nennspannungen von 1 kV und darüber"

Die VDE-Kommission 0141 „Erdungen in Anlagen über 1 kV" hat unter Vorsitz von Dr.-Ing. *W. Koch* eine Reihe von Änderungen teils sachlicher, teils redaktioneller Art an den Vorschriften VDE 0141/11. 58 vorgenommen. Da diese Neufassung teils Richtigstellungen, teils Anpassungen an inzwischen erschienene Neufassungen anderer VDE-Bestimmungen enthält, konnte auf eine Entwurfsveröffentlichung verzichtet werden.

Der Vorstand des VDE hat diese Änderungen im April 1961 genehmigt und zum 1. Juni 1961 in Kraft gesetzt. Der durch die Änderungen betroffene bisherige Wortlaut von VDE 0141/11. 58 wird am gleichen Tage ungültig.

Einzeldrucke der Änderung a können unter der Bezeichnung VDE 0141 a/6. 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 0,30 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
Der Generalsekretär
Lauster

Inkraftsetzung von VDE 0542 „Bestimmungen für Lichtbogen-Schweißgleichrichter"

Gegen den in ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 29 angekündigten Entwurf 2 VDE 0542/. . . 60 sind Einsprüche eingegangen. Diese wurden von der VDE-Kommission „Lichtbogen-Schweißgeräte" unter Vorsitz von Dipl.-Ing. *K. Ritz* ordnungsgemäß behandelt, und der Entwurf wurde dementsprechend geändert. Die so entstandene Schlußfassung hat der Vorstand des VDE im Mai genehmigt und zum 1. Juni 1961 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke dieses Entwurfes können unter der Bezeichnung VDE 0542/6. 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,20 DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
Der Generalsekretär
Lauster

Inkraftsetzung von VDE 0866 „Vorschriften für Funksender"

Gegen den in ETZ-A Bd. 81 (1960) S. 282 angekündigten Entwurf VDE 0866/. . . 60 sind Einsprüche eingegangen. Diese wurden von der VDE-Kommission „Funksender" unter Vorsitz von Dr.-Ing. *E. Prokott* ordnungsgemäß behandelt. Der Entwurf wurde dementsprechend geändert. Die so entstandene Schlußfassung hat der Vorstand des VDE im Mai 1961 genehmigt und zum 1. Juni 1961 in Kraft gesetzt.

Einzeldrucke können unter der Bezeichnung VDE 0866/6.61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 1,— DM bezogen werden.

Verband Deutscher Elektrotechniker
Der Generalsekretär
Lauster

Entwürfe der Änderungen VDE 0250 c/. . . 61 „Vorschriften für isolierte Starkstromleitungen" und VDE 0283 d/. . . 61 „Vorschriften für probeweise verwendbare Starkstromleitungen"

Der Arbeitsausschuß „Isolierte Starkstromleitungen" der VDE-Kommission „Kabel und Leitungen" hat unter Vorsitz von Dipl.-Ing. *Th. Wasserburger* die vorstehend genannten Entwürfe ausgearbeitet.

Die Änderung c von VDE 0250 bringt insbesondere folgende Neuerungen: Die Dicke der äußeren Umhüllung der Feuchtraumleitungen und der Leuchtröhrenleitungen wird nicht mehr als Richtwert, sondern mit einer Toleranz angegeben. — Die Typen NGAB, NGAU, NYAB und NSYAB fallen fort, da sie nicht mehr erforderlich sind. — Von den Rohrdrähten und Bleimantelleitungen entfallen die bedeutungslos gewordenen Typen mit Gummiisolierung, von den Rohrdrähten auch die Typen mit Stahlmantel. — Die b l a n k e n Rohrdrähte (§ 16) sind nur noch in den Querschnitten 1,5 und 2,5 mm² Kupfer sowie 2,5 und 4 mm² Aluminium vorgesehen. — Von den drei Leitungsarten für Räume mit Hochfrequenzanlagen entfallen die b l a n k e n Rohrdrähte (§ 18) und die Bleimantelleitungen (§ 21), so daß hiervon nur noch die umhüllten Rohrdrähte (§ 19) bestehenbleiben. — Die Gummiaderschnüre dürfen jetzt für besondere Anwendungen auch mit 0,5 mm² Querschnitt ausgeführt werden. — NSSH-Leitungen sind jetzt auch mit einem einzigen Mantel (Innen- und Außenmantel aus einem Stück) vorgesehen. Über den konzentrischen Schutzleiter der NSSH-Leitungen ist Weiteres angegeben. — Die Manteldicken sind nach Gesichtspunkten, die für sämtliche Kabel und Leitungen gelten, vereinheitlicht und dementsprechend teilweise geringfügig geändert. Die hierdurch erforderlichen Änderungen der Außendurchmesser der fertigen Leitungen sind ebenfalls angegeben.

Die Änderung d von VDE 0283 enthält als wesentliche Neuerung eine Drillingsausführung der mit Kunststoff isolierten Fassungsadern und eine Mantelleitung mit Zugentlastung.

Als Geltungsbeginn dieser Änderungen ist der 1. Februar 1962 vorgesehen. Für die Herstellung sollen daneben die durch die Änderungen betroffenen Teile von VDE 0250/11.60 und VDE 0283/11.60 noch bis zum 31. Januar 1963 gelten.

Die Entwürfe können unter den Bezeichnungen VDE 0250c/. . . 61 und VDE 0283d/. . . 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, zum Preise von 2,10 DM bzw. 0,90 DM bezogen werden.

Einsprüche gegen die Entwürfe sowie gegen die Termine für den Geltungsbeginn und das Ungültigwerden der bisherigen Vorschriften können bis zum 1. August 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (doppelte Ausfertigung erbeten).

Der Kommissionsvorsitzende — VDE-Vorschriftenstelle
von Wiarda — *Weise*

Entwurf VDE 0721 „Leitsätze für industrielle Elektrowärmeeinrichtungen"

Die VDE-Kommission 0520 „Industrielle Elektrowärmeeinrichtungen" hat unter Vorsitz von Prof. *Harald Müller* den Entwurf VDE 0721/. . . 61 ausgearbeitet. Es ist beabsichtigt, als Geltungsbeginn dieser Leitsätze den 1. Januar 1962 vorzusehen.

Der Entwurf der Leitsätze, bestehend aus den Teilen 1 bis 8, kann unter der Bezeichnung VDE 0721 Teil 1 bis 8/. . . 61 vom VDE-Verlag, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, bezogen werden. Die Preise sind für Teil 1 3,60 DM; Teil 2 0,90 DM; Teil 3 0,90 DM; Teil 4 0,40 DM; Teil 5 0,90 DM; Teil 6 0,90 DM Teil 7 0,90 DM; Teil 8 0,60 DM.

Einsprüche gegen den Entwurf sowie gegen den Termin für den Geltungsbeginn können bis zum 31. August 1961 der VDE-Vorschriftenstelle, Frankfurt a. M., Stresemannallee 21, eingereicht werden (in doppelter Ausfertigung).

Der Vorsitzende — VDE-Vorschriftenstelle
H. Müller — *Weise*

Einspruchsfristen zu Entwürfen von VDE-Bestimmungen

VDE 0545 Teil 1 . . . Buckel- und Nahtschweißeinrichtungen
Teil 2 . . . Stumpfschweißmaschinen
VDE 0620 k Steckvorrichtungen (Änderung)
VDE 0817 Schlauchleitungen für Fernmeldeanlagen
VDE 0890 b Aufbau und Verwendung isolierter Leitungen und Kabel für Fernmeldeanlagen (Änderung)

Angekündigt in ETZ-A Bd. 82 (1961) H. 8, S. 261
Einspruchsfrist bis 15. Juni 1961

Verlängerung einer in VDE 0871/11. 60 „Funkstör-Grenzwerte für Hochfrequenzgeräte und -anlagen" angegebenen Frist

Auf Grund des in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 314 bekanntgegebenen Verfahrens für das Zulassen von Abweichungen von VDE-Bestimmungen hat die VDE-Kommission 0871 „Funk-Entstörung von Hochfrequenzgeräten und -anlagen" beschlossen, die in VDE 0871/11. 60 § 7 a) 5.2 angegebene zeitliche Begrenzung (30. April 1961) für das

Zulassen der Nennfrequenz 2400 MHz bis auf weiteres aufzuheben, da der Bundesminister für das Post- und Fernmeldewesen noch nicht entschieden hat, wann von der Nennfrequenz 2400 MHz auf die Nennfrequenz 2450 MHz umgestellt werden soll.

Der Kommissionsvorsitzende — VDE-Vorschriftenstelle
Dennhardt — *Weise*

Ermächtigung zum Erteilen eines vorläufigen VDE-Verbandszeichens für Leitungen nach VDE 0250 c/. . . 61 und VDE 0283 d/. . . 61

Die VDE-Kommission „Kabel und Leitungen" hat beschlossen, gemäß dem in ETZ-A Bd. 80 (1959) S. 314 bekanntgegebenen „Verfahren zur Erteilung vorläufiger VDE-Zeichen-Genehmigungen" die VDE-Prüfstelle zu ermächtigen, vorläufige Genehmigungen zum Führen eines VDE-Verbandszeichens für elektrische Leitungen zu erteilen, die den vorstehend angekündigten Entwürfen VDE 0250c/. . . 61 und VDE 0283d/. . . 61 entsprechen.

Der Kommissionsvorsitzende — VDE-Vorschriftenstelle
von Wiarda — *Weise*

VERANSTALTUNGSKALENDER

Berlin: EV Berlin, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstr. 33.

25. 5. 1961, 18.30, Haus des Rundfunks, großer Sendesaal, Berlin-Charlottenburg, Masurenallee 8—14: Mitgliederversammlung; anschließend Vortrag „Die elektrischen Einrichtungen von Navigations-Satelliten und der zugehörigen Empfangsstationen", Dr. *H. L. Rath*, Frankfurt a. M.

Köln: VDE-Bezirk Köln, Köln-Riehl, Amsterdamer Str. 192.

26. 5. 1961, 18.00, Staatliche Ingenieurschule, Ubierring 48: „Anfahrprobleme bei Kurzschluß-Motoren", Dipl.-Ing. *E. Ueckert*, Rheydt.

Nürnberg: VDE-Bezirksverein Nordbayern, Nürnberg, Harmoniestr. 27.

30. 5. 1961, 19.30, Germanisches Nationalmuseum, Vortragssaal, Kartháusergasse 7: „Neue Erkenntnisse in der Straßenverkehrstechnik; Steigerung der Verkehrsleistung durch fahrzeuggesteuerte Signalanlagen", *H. am Rhein*, München.

Siegen: VDE-Bezirk Bergisch Land, Zweigstelle Siegen, Hubertusweg 29.

25. 5. 1961, 18.00, Staatliche Ingenieurschule für Maschinenwesen, Fischbacherbergstr. 2: „Technik im Film", u. a. „Lebensmittel im Eisschlaf" und „Maschine mit Gedächtnis".

Stuttgart: ETV Württemberg, Stuttgart N, Lautenschlagerstr. 21.

25. 5. 1961, 17.30, Technische Hochschule, Elektrotechnisches Institut, Breitscheidstr. 3: „Das Betatron, ein Elektronenbeschleuniger für die praktische Anwendung in der Medizin, Physik und Technik", Dr. *M. Sempert*, Baden/Schweiz.

Essen: Haus der Technik, Essen, Hollestr. 1.

5. 6. 1961, 14.30, Haus der Technik, Hörsaal B: „Ständiges Seminar für Kerntechnik", Dir. Dipl.-Ing. *G. Wiesenack*, Essen.

6 6. 1961, 17.00, Haus der Technik, Hörsaal B: „Elektrostatische Niederschläge", Dr.-Ing. *M. E. Gärtner*, Grenoble

9. 6. 1961, 17.00, Haus der Technik, Hörsaal B: „Der Kreisel", Prof. Dr.-Ing. *K. Lürenbaum*, Aachen.

ERLÄUTERUNGEN ZU VDE-BESTIMMUNGEN

Zur Einführung in die Leitsätze VDE 0721 „Industrielle Elektrowärme-Einrichtungen"

Von **Harald Müller**, Essen*)

DK 621.365(083.133)VDE

Vor kurzem hat die VDE-Kommission 0520 „Industrielle Anwendung der Elektrowärme" ihre Arbeiten an den Leitsätzen für industrielle Elektrowärme-Einrichtungen zu einem Abschluß gebracht und legt sie der Öffentlichkeit zur kritischen Stellungnahme vor[1]). Die Arbeiten an diesen Leitsätzen reichen bis zum Jahre 1938 zurück. Sie sind durch den Krieg unterbrochen und im Jahre 1950 nach Neubildung der Kommission wieder aufgenommen worden. Der Aufbau ist weitgehend dem der VDE-Vorschrift 0720 „Vorschriften für Elektrowärmegeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke" angeglichen. Unter industriellen Elektrowärme-Einrichtungen sind Elektroöfen und Elektrowärmegeräte zu verstehen, die in industriellen Betrieben aufgestellt sind und dort angewendet werden. Unter Elektroöfen werden Einrichtungen verstanden, bei denen das zu behandelnde Gut von der auf elektrischem Wege Wärme erzeugenden Einrichtung vollständig umschlossen wird. Bei Elektrowärmegeräten wird entweder von einer Fläche oder einem räumlichen Gebilde auf elektrischem Wege erzeugte Wärme auf das Gut über ein oder mehrere wärmephysikalische Verfahren, so z. B. Wärmeleitung, Wärmemitführung oder Wärmestrahlung bzw. Kombinationen dieser Verfahren, übertragen. Sowohl bei Elektroöfen als auch bei Elektrowärmegeräten kann die Wärme auf elektrischem Wege im Gut selbst erzeugt werden. Das Gut bildet dann einen Teil des Stromkreises.

Bei den Elektrowärmegeräten für den Hausgebrauch oder für ähnliche Zwecke, also Landwirtschaft, Gewerbe im landläufigen Sinne wie Hotelgewerbe, Handwerksbetriebe werden die Geräte von Laien, vom Standpunkt der Elektrotechnik gesehen, bedient. Industrielle Elektrowärme-Einrichtungen hingegen werden fast durchweg in Betrieben eingesetzt, deren technisches Personal zum mindesten nicht als Laien anzusprechen ist. Auch die an den Einrichtungen Beschäftigten sind insofern keine Laien, als sie von fachkundiger Seite in die Handhabung der Einrichtung eingewiesen werden und zumal bei größeren Anlagen auch dauernd von fachkundiger Seite überwacht werden. Außerdem sind solche Betriebe der zuständigen Berufsgenossenschaft angeschlossen und müssen ja auch deren fachlichen Anweisungen gerecht werden können.

Der Grundgedanke der vorgelegten Leitsätze ist der, in einem Hauptteil der Leitsätze alle grundsätzlichen Bestimmungen zusammenzufassen und in Sonderleitsätzen für die einzelnen Gruppen der Elektrowärme-Einrichtungen die Grundbestimmungen, wo erforderlich, einzuschränken oder abzuwandeln. Im Gegensatz zur VDE-Vorschrift 0720 ist der Hauptteil der Leitsätze nochmals unterteilt, weil eine Reihe von Bestimmungen nicht nur für Elektrowärme-Einrichtungen Bedeutung haben, sondern ebenso auch für elektromotorische Antriebe gelten. Wenn man einmal zu umfassenden VDE-Bestimmungen für industrielle Anwendungen der Elektrotechnik kommen sollte, könnte dieser Teil der Leitsätze gemeinsam für das gesamte Gebiet gelten und in die umfassenden Bestimmungen überführt werden. Dann würden die Leitsätze für industrielle Elektrowärme-Einrichtungen als in sich geschlossener Teil in die umfassenden VDE-Bestimmungen eingefügt werden können, ohne das es grundlegender Änderungen bedarf.

Die Sonderleitsätze für industrielle Elektrowärme-Einrichtungen sind nun so aufgestellt worden, daß möglichst Einrichtungen mit gleichen Sicherheitsanforderungen zusammengefaßt worden sind. Die Aufgliederung in Sonderleitsätze ermöglicht es, ohne Schwierigkeit jederzeit für weitere Elektrowärme-Einrichtungen neue Sonderleitsätze aufzustellen, so daß die Benutzer immer nur den Hauptteil der Leitsätze und den sie berührenden Sonderleitsatz zu beachten brauchen. Weitgehend vermieden worden ist, von einem Sonderleitsatz auf einen oder mehrere andere Sonderleitsätze zu verweisen. Eine gewisse Ausnahme bilden die Sonderleitsätze für Lacktrockenöfen und Salpetersäurebäder, die zu den Sonderleitsätzen für mittelbare Widerstandserwärmung bzw. unmittelbare Widerstandserwärmung des Gutes in Beziehung stehen. Deshalb müssen in der vorliegenden Fassung für die Sonderleitsätze für Lacktrockenöfen und Salpetersäurebäder diese Sonderleitsätze als abhängig von ihnen betrachtet und behandelt werden.

In dem vorliegenden Entwurf sind von den industriellen Elektrowärme-Einrichtungen einige Gruppen noch nicht erfaßt. Ihre Bearbeitung wird demnächst aufgegriffen. Es handelt sich dabei teilweise um Gebiete, in denen die Entwicklung noch stark in Fluß ist.

In den Sonderleitsätzen sind nun folgende Gruppen von Elektrowärme-Einrichtungen behandelt worden:

1. solche, bei denen die Wärmeerzeugung ganz oder überwiegend im elektrischen Lichtbogen geschieht, also im Lichtbogen-Stahlofen, Lichtbogen-Reduktionsofen, Lichtbogen-Gasreduktionsofen, ferner in Elektrowärmegeräten, bei denen die Wärme aus dem Lichtbogen stammt (Teil 2 „Sonderleitsätze für Lichtbogenöfen"), ausgenommen Schweißeinrichtungen, für die besondere VDE-Bestimmungen bestehen.
2. solche, bei denen Metalle geschmolzen, Schmelzen warmgehalten oder überhitzt werden, wobei die Wärme auf induktivem Wege mittelbar oder unmittelbar im Gut erzeugt wird. Es werden sämtliche Frequenzgebiete — Netz-, Mittel- und Hochfrequenz — einbezogen. Als Ofenformen kommen Rinnenöfen und Tiegelöfen in Betracht, wobei die Tiegelöfen mit und ohne Eisenschluß arbeiten können und als Tiegelwerkstoff gestampfter oder vorgebrannter keramischer Werkstoff, Graphit oder Metall in Betracht kommen können (Teil 3 „Sonderleitsätze für Induktionsschmelzöfen").
3. solche für die Wärmebehandlung von Werkstoffen im Spulen- und Kondensatorfeld, wobei wiederum alle jeweils möglichen Fre-

---

*) Prof. Dr.-Ing. *H. Müller* ist Vorsitzender der VDE-Kommission 0520 „Industrielle Anwendung der Elektrowärme".

1) Die Ankündigung des Entwurfes von VDE 0721/. . . 61 findet sich auf S. 360 dieses Heftes.

quenzbereiche berücksichtigt werden, ferner sind Ultra-Kurzwellen-Strahlungsfelder als Wärmequellen berücksichtigt worden (Teil 4 „Sonderleitsätze für die Wärmebehandlung im Spulen- und Kondensatorfeld für Nieder-, Mittel- und Hochfrequenz und im Ultrakurzwellen-Strahlungsfeld außer Induktionsschmelzöfen"). Ausgenommen sind auch hier Schweißeinrichtungen.

4. solche für unmittelbare Widerstanderwärmung des Gutes und solche, bei denen das Gut von einem unmittelbar elektrisch erwärmten Arbeitsmittel umschlossen wird. Einrichtungen dieser Art arbeiten z. Z. durchweg mit Netzfrequenz. Hierher gehören Elektroden-Dampfkessel, Elektroden-Durchlauferhitzer, soweit sie nicht von den VDE-Vorschriften VDE 0193 „Richtlinien für den Anschluß und die Anbringung von Elektrodendurchlauferhitzern" und VDE 0720 „Vorschriften für Elektrowärmegeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke" erfaßt sind, Elektroden-Druckbehälter, Elektroden-Salzbadeöfen, Schmelzöfen, bei denen die Schmelze durch das Gut oder Arbeitsmittel gebildet werden kann, ferner Einrichtungen zur unmittelbaren Erwärmung von Werkstücken, wie Nieten, Draht, Rohre, Walzknüppel (Teil 5 „Sonderleitsätze für Einrichtungen für unmittelbare Widerstandserwärmung des Gutes oder eines das Gut umschließenden Arbeitsmittels bei Niederfrequenz"). Ausgenommen sind auch hier Schweißeinrichtungen.
5. solche, bei denen das Gut mittelbar durch wärmeabgebende, erhitzte Widerstände erwärmt wird. Als Widerstandsmaterial kommen metallische Heizleiter, Kohlewiderstände, Siliziumkarbid, Molybdändisilizit, ferner flüssige Heizleiter in ein- oder mehrphasiger Wechselstromschaltung oder auch mit Gleichstromspeisung in Betracht (Teil 6 „Sonderleitsätze für Einrichtungen für mittelbare Widerstandserwärmung").

   Auch die sogenannten Infrarotgeräte unterliegen dieser Vorschrift, soweit sie industriell genutzt werden. Unter ihnen versteht man Einrichtungen, bei denen die Wärme mittelbar in besonderen Stromkreisen außerhalb des Gutes erzeugt wird. Die Wärme geht überwiegend durch Temperaturstrahlung auf das Gut über. Das Maximum der über der Wellenlänge aufgetragenen Wärmestromdichte je Wellenband, auch mit Temperatur-Strahlungsdichte bezeichnet, liegt im Ultrarotgebiet. Die im Gut erzeugte Temperatur liegt dabei kaum höher als 500 °C, die Strahlertemperatur selbst kann erheblich höher liegen, im allgemeinen liegt sie aber unter 2000 °C (rd. 2300 °K). Selbst bei einer Strahlertemperatur von etwa 2700 °C (rd. 3000 °K) liegt der erwähnte Scheitelwert noch im Ultrarotgebiet.
6. Schließlich sind aus den beiden letzten Gruppen zwei besondere Elektrowärme-Einrichtungen herausgenommen worden, bei denen die Berufsgenossenschaft besonders scharfe Vorschriften hat und die auf diese Sonderleitsätze rückgewirkt haben. Das sind erstens Trockenöfen zum Lacktrocknen und Lackeinbrennen, bei denen das Lösungsmittel mit der Luft unter Umständen ein explosives Gemisch bilden kann, und zweitens Salpeterbäder für Leichtmetalle und Stahl, die unter Umständen, bei Nichtbeachtung von Vorsichtsmaßnahmen zur Gefährdung für die Umgebung führen können. Die Gruppe der Lacköfen (Teil 7 „Sonderleitsätze für Lacktrockenöfen") gehört im Rahmen dieser Leitsätze zu der Gruppe von Einrichtungen mit mittelbarer, die der Salpeterbäder (Teil 8 „Sonderleitsätze für Salpeterbäder") in die mit unmittelbarer Widerstandsheizung.

Zusammenfassend kann man feststellen, daß trotz der offensichtlich sehr verschiedenartigen technischen Formen und physikalischen Grundlagen der erfaßten Elektrowärme-Einrichtungen es doch gelungen ist, eine letzten Endes große Zahl gemeinsamer Punkte, vom Standpunkt der Sicherheit aus gesehen, zusammenzutragen. Somit hat sich ein gemeinsamer Teil mit den grundsätzlichen Sicherheitspunkten zusammenstellen lassen, der mit den Sonderleitsätzen für die einzelnen Gerätegruppen zusammen wohl, international gesehen, den ersten Versuch auf diesem Gebiete darstellt, Sicherheitsvorschriften zu schaffen.

BEKANNTMACHUNG

Neuer Institutsdirektor für das Elektrowärme-Institut Essen e. V.

Der Vorsitzende des Verwaltungsrates des Elektrowärme-Institutes e. V., Direktor *Lücke*, führte am 4. April 1961 den neuen Institutsdirektor Prof. Dr. rer. nat. *K. Herold* ein. Der bisherige Institutsdirektor, Prof. Dr.-Ing. *H. Müller*, der im vergangenen Jahr sein 65. Lebensjahr vollendete, ist in den Ruhestand getreten. Er wird dem Institut jedoch weiterhin als wissenschaftlicher Berater zur Verfügung stehen.

PERSÖNLICHES

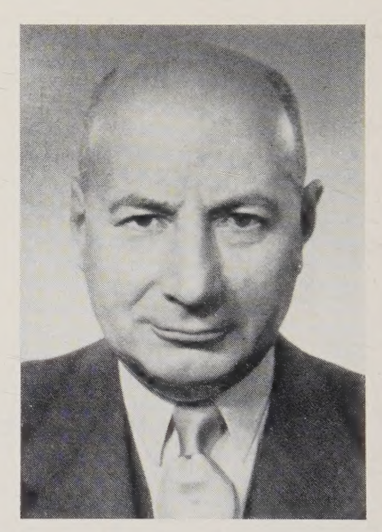
H. Delhey. — Am 19. März 1961 vollendete der Direktor der Dominitwerke GmbH, Brilon, *Hans Delhey*, sein 65. Lebensjahr. Sein Name ist untrennbar mit dem Geschick des Unternehmens, dem er bereits seit 1923 angehört, verbunden.

Delhey war zunächst in der früheren Hauptverwaltung der Dominitwerke in Dortmund tätig, wo er sich um den Aufbau der Beleuchtungstechnik und des Exportgeschäfts große Verdienste erwarb. Er kam 1943 als Werksdirektor nach Brilon. Seit dem Jahre 1949 ist er technischer Geschäftsführer.

An der Entwicklung der Dominitwerke zu einem der führenden Unternehmen der Elektroindustrie im südwestfälischen Raum und zum größten Betrieb des Kreises Brilon hat *Delhey* maßgeblichen Anteil. Es ist im wesentlichen ihm zu verdanken, daß die Produktion nach dem Zusammenbruch im Jahre 1945 rasch wieder aufgenommen werden konnte. Seit dieser Zeit hat das Werk sowohl im Fertigungsprogramm als auch in der allgemeinen Entwicklung auf dem Hochspannungssektor neue Wege beschritten. Die Vervielfachung des Umsatzes unter seiner Leitung machte eine erhebliche Erhöhung der Belegschaftszahl und umfangreiche Neubauten notwendig.

Die Arbeit *Delheys* wurde stets in besonderem Maße durch die Sorge um das Wohl der Belegschaft bestimmt, die ihm viel zu verdanken hat und bei der er sich allgemeiner Beliebtheit und besonderen Ansehens erfreut. *fi*

G. Frhr. v. Liebenstein. — Am 25. April 1961 vollendete Direktor a. D. Dipl.-Ing. *Gustav Frhr. von Liebenstein*, Mannheim, sein 70. Lebensjahr. Ursprünglich hatte *Frhr. v. Liebenstein* die Laufbahn des Berufsoffiziers in der Kaiserlichen Marine eingeschlagen, wo er lange Zeit Funkentelegraphie-Offizier war. Nachdem er 1919 als Kapitänleutnant seinen Abschied erhalten hatte, studierte er Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Darmstadt und trat dann bei Brown, Boveri & Cie. in Mannheim ein. Hier befaßte er sich nach kurzer Prüffeldtätigkeit mit der Projektierung von Triebwagen und elektrischen Lokomotiven. Im Jahre 1926 übernahm er in der Großkraftwerk Mannheim Aktiengesellschaft die Leitung der elektrotechnischen Abteilung, die damals im Rahmen der Erweiterung des Werkes durch die bekannte Höchstdruckanlage vor besonderen Aufgaben stand, zu denen später auch der Ausbau des unterirdischen Werkes gehörte. Nach dem zweiten Weltkrieg, in dessen Verlauf er mit dem Ritterkreuz ausgezeichnet und zum Kapitän zur See der Reserve befördert wurde, wirkte er von 1947 bis zu seiner Pensionierung 1956 als Vorstandsmitglied des Großkraftwerkes Mannheim. Seit 1922 ist *Frhr. v. Liebenstein* Mitglied des VDE. Er war sechs Jahre Kassenwart und von 1953 bis 1957 Vorsitzender des Bezirksvereins Kurpfalz. Seit 1947 vertritt er ununterbrochen den VDE-Bezirk Kurpfalz in der Delegiertenversammlung, die ihn auch in ihren Satzungsausschuß berufen hat. *H. Bohl*



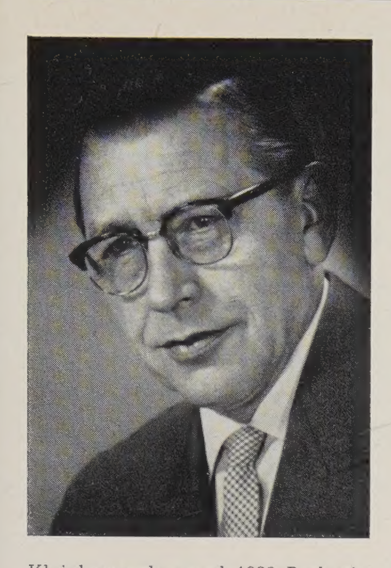
JUBILÄEN

H. Lindorf. — Dipl.-Ing. *Heinrich Lindorf*, Chefkonstrukteur der Fabrik für Meßgeräte, Regler und Relais in Heiligenhaus, blickt auf eine 25-jährige Tätigkeit in der AEG zurück.

In Fachkreisen ist *H. Lindorf* durch seine interessanten Aufsätze und Vorträge und seine Mitarbeit in verschiedenen Normungsausschüssen bekanntgeworden. Besondere Erwähnung verdient sein Buch „Technische Temperaturmessungen", das eine Bereicherung der einschlägigen Literatur darstellt. *fi*

H. Schlägel. — Direktor *Heinrich Schlägel*, Leiter des Installationsgerätewerkes der Siemens-Schuckertwerke AG, Werk Regensburg, beging am 1. Mai 1961 sein 40-jähriges Dienstjubiläum.

Der am 2. November 1898 geborene Jubilar hat nach Beendigung seiner Ausbildung und seines Studiums an der Polytechnischen



Gewerbeanstalt Berlin seine Tätigkeit als Konstrukteur bei der Firma Borsig begonnen.

Eine besondere Begabung für elektrotechnische Vorgänge ließ ihn bei der Entwicklung von Kleinstmotoren sowie von schlagwettergeschützten Verteilungs- und Beleuchtungsanlagen erfolgreich sein.

Nach seinem Eintritt in die Siemens-Schuckertwerke im Mai 1921 entwickelte er das heute noch überall verwendete gußgekapselte Verteilungssystem und später die Kupferoxydul-Trockengleichrichter zu einer beachtlichen Leistung. 1931 wurde er Oberingenieur und Leiter des Konstruktionsbüros des Kleinbauwerkes und 1939 Prokurist. Am 26. November 1943 wurde er bei einem Luftangriff in Berlin schwer verletzt und konnte erst nach Monaten wiederhergestellt werden. Nach Kriegsende mußte er die Demontage des Schaltwerkes der SSW in Berlin durchführen.

Als Fertigungsleiter gelang es *Schlägel*, alte und neue Mitarbeiter für den Wiederaufbau zu gewinnen und die Produktion trotz aller Schwierigkeiten und Nöte wieder in Gang zu bringen und nach und nach zu steigern. Dieser Erfolg veranlaßte den Vorstand der Siemens-Schuckertwerke, ihm die Werksleitung und den Ausbau des Installationsgerätewerkes in Hof und später in Regensburg zu übertragen. Auch hier hat der Jubilar die ihm gestellte Aufgabe in vorbildlicher Weise gelöst, so daß dieses Werk mit rd. 2500 Belegschaftsmitgliedern jetzt zu den modern eingerichteten und leistungsstarken Fabriken der SSW zählt und einen nennenswerten Faktor in der Wirtschaft der Bundesrepublik darstellt.

H. Hagedorn

Garbe, Lahmeyer & Co. — Am 1. April 1961 konnte die Firma Garbe, Lahmeyer & Co. AG, Aachen, auf ihr 75-jähriges Bestehen zurückblicken.

Die Firma wurde als „Deutsche Elektrizitäts-Werke zu Aachen — Garbe, Lahmeyer & Co." durch den Kaufmann *Heinrich Garbe* und den Ingenieur *Wilhelm Lahmeyer* gegründet. Werkstätten und Büros waren auf kleinstem Raum untergebracht, und man beschäftigte sich zunächst mit der Herstellung von Bogenlampen. Bald stellte man sich auf die Herstellung elektrischer Maschinen um. Die als „Lahmeyer-Type" weltbekannt gewordene Gleichstrom-Außenpolmaschine war bahnbrechend für den Dynamomaschinenbau der damaligen Zeit, und auf diesem Prinzip sind noch heute alle modernen Gleichstrommaschinen aufgebaut.

Im Frühjahr 1899 wurde das als Kommanditgesellschaft gegründete Unternehmen in eine Aktiengesellschaft umgewandelt, und man begann, eine moderne Fabrik an der Jülicher Straße zu errichten. Die schwere Krise für die gesamte elektrotechnische Industrie im Jahre 1900 wurde ohne Schaden überwunden. In dieser Zeit wurde eine gesunde und kräftige Organisation aufgebaut, die sich für die kommenden Jahre bewährte. Neben der Fertigung der Gleichstrommaschinen baute man Drehstrommaschinen und Transformatoren, während die Installation der elektrischen Anlagen Baugesellschaften übertragen wurde, die in enger Verbindung mit dem Stammhaus arbeiteten. Der Errichtung weiterer Fabrikationsstätten setzte der Kriegsausbruch 1914 vorläufig ein Ende.

Die Nachkriegsjahre stellten die Geschäftsleitung vor schwierige Probleme, jedoch nahm das Werk in den dreißiger Jahren trotz aller Ungunst der Verhältnisse wieder einen erfreulichen Aufschwung.

Nach der zwangsweisen Evakuierung aus der Stadt Aachen im 2. Weltkrieg wurde die Produktion in kleinem Umfang in einem Zweigwerk in Düsseldorf-Benrath fortgesetzt, das noch während der Kriegsjahre aufgebaut worden war. Als man nach Kriegsende Bilanz zog, waren die Fabrikationsstätten zum Teil ausgebrannt oder hatten durch Bombenangriffe gelitten, der Maschinenpark war durch die Evakuierungszeit teilweise unbrauchbar geworden, und die Belegschaft konnte erst Mitte 1946 nach Freigabe der Fabrikanlagen an der Jülicher Straße nach Aachen zurückkehren. Bis zum Jahre 1953 war es durch intensive Arbeit und Einsatz aller dem Unternehmen angehörenden Kräfte gelungen, den Produktionsstand wieder auf eine Höhe zu bringen, die der friedensmäßigen gleichkam.

Das alte Fabrikationsprogramm wurde durch das angrenzende Gebiet der Ölhydraulik erweitert. Die hierdurch notwendigen baulichen Erweiterungen wurden auf neuem Gelände erstellt. Diese Entwicklung machte auch eine Erhöhung des Aktienkapitals erforderlich, das nach der Währungsreform bereits eine Aufstockung auf 4,5 Mio. DM erfahren hatte und im Jahre 1960 auf 6 Mio. DM erhöht wurde.

fi

Dr.-Ing. Schneider & Co. — Auf ihr 50-jähriges Bestehen kann im Mai 1961 die Firma Dr.-Ing. Schneider & Co., Lichttechnische Spezialfabrik, Frankfurt a. M., zurückblicken.

Das Unternehmen wurde von den Gebrüdern Dr.-Ing. *John J. Schneider* und Kaufmann *Carl August Schneider* sowie dem Oberingenieur Rudolf Naujoks 1911 unter dem Namen Dr.-Ing. Schneider & Naujoks Elektrizitätsgesellschaft mbH in Frankfurt gegründet.

Nach Austritt des Herrn *Naujoks* aus der Firma wurde die Firma 1914 in die Dr.-Ing. Schneider & Co. Elektrizitätsgesellschaft mbH und 1917 schließlich in die Dr.-Ing. Schneider & Co. oHG umgewandelt. Entsprechend dem besonderen Fertigungsprogramm wurde später die Bezeichnung „Lichttechnische Spezialfabrik" hinzugefügt.

Im Jahre 1954 wurde der am 1. Januar 1950 als Prokurist eingetretene *Fritz Kalberlah* als Teilhaber aufgenommen und die Firma gleichzeitig in eine KG umgewandelt.

Seit Bestehen der Firma werden technische Leuchten hergestellt, insbesondere Straßenleuchten, explosionsgeschützte Leuchten, Innenraum- und Arbeitsplatzleuchten.

Während früher ausschließlich Leuchten für Glühlampen gefertigt wurden, ist das Unternehmen seit Kriegsende zur Herstellung von Leuchten für Leuchtstofflampen, Quecksilberdampf-Hochdrucklampen, Natriumdampflampen usw. übergegangen, die heute 80 bis 90 % der Gesamtfertigung umfassen.

Unter dem Begriff — Warenzeichen und Firmenzeichen — „DISCO" ist die Firma heute als eine führende lichttechnische Spezialfabrik im In- und Ausland bekannt.

fi

BÜCHER

DK 621.3.(031)

Lueger, Lexikon der Technik. Bd. 2: Grundlagen der Elektrotechnik und Kerntechnik. 4., vollständig neubearb. und erw. Aufl. Mit 636 S., zahlr. B. und Taf., Format 18 cm × 26,5 cm. Hrsg. *W. Putz*. Deutsche Verlags-Anstalt, Stuttgart 1960. Preis Halbleder 135,— DM.

Aus der Neuauflage von Luegers Lexikon, die einmal 14 Bände umfassen wird, liegt der 2. Band vor. Er enthält Stichworte aus dem Gebiet der Grundlagen der Elektrotechnik und der Kerntechnik. Man muß den Herausgebern darin beipflichten, daß eine Unterteilung des gesamten Stoffes der Technik in einzelne Fachbände für ein technisches Lexikon heute sinnvoller ist als eine durchgehende alphabetische Anordnung alten Stils. Dem Benutzer, der ein bestimmtes Fachgebiet in Stichworten griffbereit haben will, ist so besser gedient.

Die Begrenzung des Inhaltes auf die „Grundlagen" bringt es freilich mit sich, daß man eine Reihe von Stichworten vermissen muß, weil sie anderen Bänden vorbehalten wurden. So ist fast alles weggeblieben, was sich auf technische Gebilde, Geräte, Maschinen und Anlagen bezieht. Dafür konnten die Grundlagenbegriffe in größerer Zahl und breiterer Fundierung gebracht werden. Es ist überraschend und beweist die Mühe, die sich die Sachbearbeiter gegeben haben, welche Fülle von Informationen sie auf engem Raum unterbringen konnten, ohne dabei die Klarheit der Darstellung preiszugeben. Stichworte wie etwa „Maßsysteme", „Vektoranalysis", „Neutron" u. a. m. machen dies deutlich. Die Formulierungen sind oft knapp, aber genau. Formeldarstellungen und Größenbezeichnungen sind im ganzen Band einheitlich. Daß manche Stichworte, die der Laie suchen könnte — etwa das Wort „Elektrizität" — nicht vorkommen, ist belanglos. Das Lexikon will weniger den Laien aufklären, als dem schon physikalisch und mathematisch etwas geschulten Fragesteller auf sinnvolle Fragen zusätzliche Auskünfte, Zahlenwerte und auch typische Literaturstellen bieten. Diesem Zweck dient auch die Zusammenstellung von Zahlentafeln am Schluß des Bandes, der einen Platz in jeder Fachbibliothek verdient.

G. Frühauf

DK 537.1

Elektrizitätslehre. Von *R. W. Pohl*. 17. veränderte und ergänzte Aufl. Mit 350 S., 575 B., 25 Taf., Format 16,5 cm × 25,5 cm. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960. Preis Ganzln. 29,80 DM.

Wie soll man über ein Physikbuch, das in 33 Jahren 17 Auflagen erlebt hat, ein Referat schreiben? Und was soll man sagen, wenn es gar eins der Pohlschen Lehrbücher ist, von denen jeder weiß, daß sie in der ersten Reihe der besten Lehrbuch-Literatur stehen. Man blättert in dem Buch und findet Genuß an allem, was man sieht: der Aufteilung und Anordnung des Satzes, dem Papier,

den sauberen klaren Abbildungen. Überhaupt die Pohlschen Bilder und Demonstrationen, die schon für sich ein Begriff sind! Voll Hochachtung liest man hier und dort eine Textstelle. Noch besser, noch einfacher geht es nicht, denkt man, aber dann liest man im Vorwort, daß der Meister es immer noch für erforderlich hält, an seinem Buch zu arbeiten, und man spürt, mit welcher Anteilnahme und Eifersucht er die Entwicklung der Physik verfolgt, damit sein Buch ja nicht veraltet. Daß das Buch mustergültig ist, bedarf keiner Beweise im einzelnen.

Für den Elektrotechniker wird der Anhang über die Definition der elektrischen Größen und ihre Einheiten von besonderem Wert sein. Auch daß die Gleichungen als Größengleichungen geschrieben sind, erhöht den praktischen Wert. Mängel an dem Buch zu entdecken, ist hoffnungslos, und ein Hinweis auf Überprüfung der Kraftlinienbilder mag als eine mehr drucktechnische Anregung aufgefaßt werden. Aber z. B. in Abb. 385/386 könnte der gezeichnete Kraftlinienverlauf zu Irrtümern Anlaß geben. *E. Brüche*

DK 534.83.08

Die Schallmeßfibel für die Lärmbekämpfung. Von *W. Bürck*. 2. erw. Aufl. Mit 152 S., zahlr. B. u. Taf., Format 15 cm × 21 cm. Hrsg. Rohde & Schwarz. Verlag R. Oldenbourg, München 1960. Preis brosch. 9,80 DM.

Das Heft wendet sich in seiner einfachen Darstellung an den akustischen Abc-Schüler. In den Abschnitten „Was und wie unser Ohr empfindet" werden die Lautstärke (phon) von Tönen und gefiltertem Rauschen sowie die Lautheit (sone) physikalisch exakt erklärt, Verdeckungseffekt und Ohr-Frequenzgruppen (Kopplungsbandbreiten) kurz erwähnt, und auf die Schwierigkeiten bei der Lautstärkebestimmung nichtstationärer Geräusche wird hingewiesen.

Neben dieser allgemein orientierenden Einführung über die Geräuschempfindung des Ohres findet man auch einige Daten über zulässige Lautstärkewerte. Die Belastung des menschlichen Organismus durch den Lärm (Lärmschäden) wird dagegen kurz erst am Ende des Heftes gestreift. In einem weiteren Abschnitt erklärt der Verfasser die Wirkungsweise akustischer Meßgeräte und erläutert ihre Eigenschaften an Geräten, die aus der Fertigung der Firma Rohde & Schwarz stammen. Abschließend wird die Anwendung von Schallmeßgeräten in der Praxis der technischen Lärmbekämpfung gezeigt. Die dabei verwendete Darstellung von Oktavspektren in einem Phon-Frequenz-Koordinationssystem ist allerdings weder üblich noch mit den gewählten Bezeichnungen korrekt, und die im gleichen Zusammenhang gegebene Vorschrift zur Berechnung der Lautstärke aus Oktavpegeldiagrammen entspricht nicht der heute allgemein vertretenen Ansicht (Verfahren von S. S. Stevens und E. Zwicker).

Wer der Akustik fremd gegenübersteht, eine allererste Einführung in ihre Meßtechnik vermittelt haben möchte, dem sei dieses Heft trotz der erwähnten Eigenarten empfohlen. Ihm werden dabei auch einige Standard-Prinzipien zur Lärmbekämpfung mitgeteilt Dem in der Akustik und Lärmabwehr schon Erfahrenen dürfte es aber kaum etwas über das elementare Rüstzeug Hinausgehendes bringen. *G. Hübner*

DK 621.313.001.4

The testing of electrical machines. Von *L. H. A. Carr*. Mit 299 S., zahlr. B. und Taf., Format 14,5 cm × 22,5 cm. Macdonald, London 1960. Preis Ganzln. 50 sh.

Das Buch behandelt die Fragen, die an einen Ingenieur im Prüf- und Versuchsfeld für elektrische Großmaschinen (Gleichstrommaschinen, Synchronmaschinen, Induktionsmaschinen) herantreten. Das Können des Prüffeldingenieurs setzt in erster Linie natürlich eine tiefergehende Einsicht in die elektrischen Zusammenhänge in den Maschinen voraus. Darüber hinaus hat er sich mit unzähligen großen und kleinen (aber darum nicht unwichtigen) Problemen mechanischer, konstruktiver, fertigungstechnischer und technologischer Art auseinanderzusetzen. Beim Lesen des Buches hat man den Eindruck, daß es nicht am grünen Tisch entstanden ist, sondern den Niederschlag langjähriger Berufserfahrung auf diesem Gebiet darstellt. Dies und der einfache klare Stil machen das Buch lesenswert, nicht nur für Prüffeldingenieure, sondern für alle, die mit elektrischen Großmaschinen zu tun haben.

Im deutschen Schrifttum gibt es ebenfalls gute (zum Teil noch viel ausführlichere) Darstellungen dieses Gebietes. Dem deutschen Leser kann das vorliegende Buch besonders dann empfohlen werden, wenn er die Begriffsbildungen und Ausdrucksweise der angelsächsischen Fachliteratur kennenlernen oder wenn er auf eine anregende Art in die englische Fachsprache eindringen will. *R. Brüderlink*

BUCHEINGÄNGE

(Ausführliche Besprechung vorbehalten)

Elektronische Analogierechenmaschinen. Von *G. A. Korn* und *T. M. Korn*. Mit 484 S., 235 B., Format 15 cm × 23 cm. Berliner Union, Stuttgart 1960. Preis Ganzln. 98,— DM.

Kein Ingenieurmangel mehr, wenn . . . Von *K. Schnaubert*. Mit 64 S., 7 B., Format 15 cm × 21 cm. VDE-Verlag GmbH, Berlin 1961. Preis brosch. 3,— DM.

Elektrisches und magnetisches Feld. Kleines Lehrbuch der Elektrotechnik. Bd. 3. Von *G. K. M. Pfestorf* und *H Edelmann*. Mit 118 S., 124 B., Format 15,5 cm × 22 cm. Verlag Friedr. Vieweg & Sohn, Braunschweig 1961. Preis kart. 5,90 DM.

Lichtstrahl-Oszillographen. Von *W. Härtel* u. *J. Degenhart* u. *A. Kübler* u. *Chr. Sörensen* u. *J. Träger*. Mit 462 S., zahlr. B. und Taf., Format 15,5 cm × 24 cm. Verlag R. Oldenbourg, München 1961. Preis Ganzln. 64,— DM.

Berechnung elektrischer Maschinen. Von *W. Schuisky*. Mit 546 S., 389 B., 55 Taf., Format 16,5 cm × 25 cm. Springer-Verlag, Wien 1960 Preis Ganzln. 110,— DM.

Industrial electric furnaces and appliances. Von *V. Paschkis* und *J. Persson*. 6. Aufl. Mit 623 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm × 23,7 cm. Interscience Publishers, Inc., New York, und Interscience Publishers Ltd., London 1960. Preis Ganzln. 24,— $.

Principles of feedback control. Von *C. H. Wilts*. Mit 281 S., zahlr. B. und Taf., Format 15 cm × 23,5 cm. Addison-Wesley Publishing Company, Inc., Reading, Massachusetts und London 1960. Preis Ganzln. 9,75 $.

DISSERTATIONEN

DK 621.3.064.4

Über die Wiederverfestigung von Lichtbogenstrecken nach dem Stromnullwerden wandernder Wechselstromlichtbögen in engen Spalten. Von *Klaus Troeger*. Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. E. h. *E. Marx;* Mitberichter: Dr.-Ing. *A. Erk*. Diss. TH Braunschweig 1960.

Die beschriebenen Untersuchungen liegen im Rahmen der Weiterentwicklung des Magnetfeldschalters. Bei diesem Schalter wird der Lichtbogen, der zwischen den sich öffnenden Schalterkontaktstücken entsteht, durch magnetische Ablenkkräfte in einen engen Spalt zwischen Isolierstoffwände getrieben. Bei den beschriebenen Untersuchungen wurde nach dem Nullwerden des Wechselstromes eine sehr intensive Kühlung und damit schnelle Wiederverfestigung des Lichtbogen-Restgases dadurch erzielt, daß der Lichtbogen sich in sehr engen Spalten bewegt und dort beim Nullwerden des Stromes auf seiner Wanderung verlosch.

DK 621.317.375

Beitrag zur Messung von Phasenwinkeln und Phasenwinkelschwankungen. Von *Rudolf Süß*. Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. *F. Kirschstein;* Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. *F. Moeller*. Diss. TH Braunschweig 1960.

Im 1. Teil wird ein oszillographisches Meßverfahren beschrieben, das erlaubt, den Phasenwinkel zwischen zwei synchronen Wechselspannungen — Frequenzverhältnisse von 1 : 1 bis zu einigen Tausend, obere Frequenzgrenze etwa 1000 MHz — sowie seine zeitlichen Änderungen sehr genau zu messen. Als Ersatz für die zunächst visuelle Meßwertablesung wird im 2. Teil eine automatische Registriereinrichtung — Meßwertwandler — mit einem zeitlichen Auflösungsvermögen von einigen hundertstel Sekunden besprochen. Im 3. Teil schließlich werden Schaltanordnungen angegeben, die Phasenwinkelschwankungen bei Frequenzteilung und Frequenzvervielfachung nahezu ausschalten und sich deshalb unter anderem zur Ableitung von Zeitmeßmarken besonders großer Einsatzgenauigkeit bei relativ geringem zusätzlichen technischen Aufwand eignen.

Folgende Aufsätze erschienen in der ETZ-B vom 15. Mai 1961

Heft 10

W. G. v. Baeckmann: Grundlagen des kathodischen Schutzes.

K. Binder: Der Einfluß mechanischer Eigenschwingungen von Kohlebürsten auf Kommutierung und Stromabnahme.

R. Lohse: Die D-Mark-Aufwertung und ihre Folgen für die deutsche Elektroindustrie.

Abschluß des Heftes 9. Mai 1961

Schluß des Textteiles

Schriftleitung: Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21; Fernruf 60 341, Fernschreiber (Telex) 04–12 871.

Hauptschriftleiter: Dr.-Ing. *P. Jacottet* (für den redaktionellen Teil verantwortlich).

Schriftleiter: Dipl.-Ing. *F. Meske* und Dipl.-Ing. *K. Rangs*.

Zuschriften für die Schriftleitung nicht an eine persönliche Anschrift, sondern nur an: Schriftleitung der ETZ, Frankfurt a. M. S 10, Stresemannallee 21.

Verlag und Anzeigenverwaltung: VDE-Verlag GmbH, Berlin-Charlottenburg 2, Bismarckstraße 33, Fernruf 34 01 41, Fernschreiber (Telex) 01—84 083.

Anzeigenleitung: *Kurt Totzauer*.

Bezugspreis (halbjährlich zuzügl. Zustellgebühr) 24,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 16,— DM; Ausgabe A und B zusammen 34,— DM, für VDE-Mitglieder - nur durch den VDE-Verlag - 24,— DM. Einzelpreis dieses Heftes 2,— DM.

Druck: Deutsche Zentraldruckerei AG, Berlin SW 61, Dessauer Straße 6/7.